



Universidad
Carlos III de Madrid

DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

PROYECTO FIN CARRERA

ESTUDIO DE PRESTACIONES DE LA TRANSMISIÓN OFDM PARA SU UTILIZACIÓN EN ENTRENAMIENTO SUPERVISADO

Autor: David Zurdo Martín

Tutor: Dr. Víctor Pedro Gil Jiménez

Leganés, Octubre 2010

Título: Estudio de prestaciones de la transmisión OFDM para su utilización en
entrenamiento supervisado.

Autor: David Zurdo Martín

Tutor: Dr. Víctor Pedro Gil Jiménez

EL TRIBUNAL

Presidente:

Vocal:

Secretario:

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día 18 de Octubre de 2010
en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda
otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

AGRADECIMIENTOS

Que mejor manera de comenzar este proyecto que agradeciendo a todas las personas que han hecho posible que llegue hasta este momento.

Primeramente agradecer a mis padres, Julián y María, su constante apoyo y su total confianza que me han demostrado durante estos últimos años. También a mi hermana Flor, por haber intentado siempre darme ánimos en los momentos difíciles.

Agradecer a mí tutor Víctor haberme dado la posibilidad de trabajar con él y darle las gracias también por la ayuda que siempre me ha ofrecido.

Por último, dejando lo mejor para el final, agradecer a mi novia Lucía el haber estado siempre apoyándome y haber soportado mis “pequeños” cambios de humor. Sin ella estos últimos tres años todo hubiera sido muchísimo más difícil.

A todos ellos, gracias.

GLOSARIO

AMC	Adaptative Modulation and Coding (Modulación y codificación adaptativa)
ATM	Asynchronous Transfer Mode (Modo de Transferencia Asíncrono)
AWGN	Additive White Gaussian Noise (Ruido Aditivo Blanco Gausiano)
BER	Bit Error Rate (Tasa de Error de Bit)
BPSK	Binary Phase Shift keying
BS	Base Station (Estación Base)
CDMA	Code Division Multiple Access (Acceso Múltiple por División de Código)
CP	Cyclic Prefix (Prefijo Cíclico)
CPS	Common Part Sublayer (Subcapa de parte Común)
CS	Convergence Sublayer (Capa de convergencia)
CSAP	Control SAP (Control SAP)
DL	Down Link (Enlace de Bajada)
DLL	Data Link Layer (Capa de Enlace de Datos)
DLFP	DL Frame Prefix (Prefijo del Marco DL)
ETSI	European Telecommunications Standards Institute (Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones)
FCH	Frame Control Header (Cabecera Encargada Control)
FDD	Frecuency Division Duplexing (Duplexación por División en Frecuencia)
FEC	Forward Error Correction (Corrección de Errores hacia delante)
FUSC	Fully Used Subchannelization (Subcanalización Totalmente Usada)

ICI	Inter-Carrier Interference (Interferencia Inter-Portadora)
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform (Transformada Discreta de Fourier inversa)
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers (Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos)
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform (Transformada inversa Rápida de Fourier)
IMT-2000	International Mobile Telecommunications-2000 (Telecomunicaciones Móviles Internacionales-2000)
IP	Internet Protocol (Protocolo de Internet)
ISI	Inter-Symbol Interference (Interferencia Inter-Simbólica)
LAN	Local Area Network (Red Área Local)
LLC	Logical Link Control (Control de Enlace Lógico)
LOS	Line Of Sight (Línea de Visión Directa)
MAC	Media Access Control (Control Acceso Medio)
MAN	Metropolitan Area Network (Red Área Metropolitana)
MC	Multi-Carrier (Multiportadora)
MIMO	Multiple Input Multiple Output (Entrada Múltiple Salida Múltiple)
ML	Maximum Likelihood (Máxima Verosimilitud)
MMSE	Minimum Mean Square Error (Mínimo Error Cuadrático Medio)
MS	Mobile Station (Estación Móvil)
MSAP	Management SAP (SAP de Gestión)
NCMS	Network Control and Management System (Red de Control y Gestión de Sistemas)
NLOS	Non Line Of Sight (Línea de Visión No Directa)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Multiplexación por División en Frecuencias Ortogonales)
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiplex Access (Acceso por Multiplexación por División en Frecuencias Ortogonales)
PL	Physical Layer (Capa Física)

PUSC	Partially Used Subchannelization (Subcanalización Parcialmente Usada)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RTG	Receiver / Transmitter Transmition Gap (Salto de Transmisión Receptor / Transmisor)
SAP	Service Access Point (Puntos de acceso al servicio)
SC	Single Carrier (Mono Portadora)
SISO	Single Input Single Output (Entrada Única Salida Única)
SNR	Signal to Noise Ratio (Relación Señal a Ruido)
SOFDMA	Scalable OFDMA (OFDMA Escalable)
SS	Subscriber Station (Estaciones Subscritas)
TDD	Time Division Duplexing (Duplexación por División en Tiempo)
TDMA	Time Division Multiple Access (Acceso Múltiple por División en el tiempo)
TTG	Transmitter/Receiver Transmition Gap (Salto de Transmisión Transmisor / Receptor)
UL	Up Link (Enlace de Subida)
WEP	Wired Equivalent Privacy (Privacidad equivalente a cableado)
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access (Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas)
WLAN	Wireless Local Area Network (Red Área Local sin cables)
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access (Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas)
ZF	Zero-forzing (Forzado de Ceros)

VARIABLES

B	Posiciones de memoria de un código convolucional
b	Bits a la entrada de un codificador
d_{min}	Distancia mínima de Hamming
E_b	Energía de bit
E_s	Energía de símbolo
e	Número máximo de errores que puede detectar un código
f_{p_0}	Frecuencia menor de subportadora
G	Ganancia de codificación
$H(k)$	Respuesta en frecuencia del canal para la portadora k -ésima.
k	Subportadora k -ésima
L	Longitud del prefijo cíclico
M	Es el número de símbolos que tiene la constelación
$\underline{N}(k)$	Es el conjunto de componentes frecuenciales de ruido AWGN que afectan a la portadora k -ésima.
N_{CBPS}	Número de bits de un símbolo OFDM

N	Número de portadoras
n	Bits a la salida de un codificador
P_e	Probabilidad de error
R_s	Régimen Binario
R	Es la tasa de codificación
$\underline{\hat{S}}(k)$	Es el vector que contiene los símbolos una vez ecualizados.
$\underline{S}(k)$	Es el conjunto de símbolos enviados en la portadora k -ésima
T_{OFDM}	Tiempo de símbolo OFDM
T_g	Tiempo de guarda
T_u	Tiempo útil
t	Número máximo de errores que puede corregir un código
W	Ancho de banda del canal
β	Parámetro de escala de la función Gumbel
γ	Es la constante de Euler
T	Número de taps
Δh_b	Altura de la antena de la estación base (m)
Δf	Separación entre portadoras
ρ	Es la SNR media
σ_n^2	Es la varianza del ruido AWGN
μ	Parámetro de localización de distribución Gumbel

RESUMEN

El presente de este Proyecto Fin Carrera tiene como objetivo principal evaluar las tecnologías de transmisión OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – Multiplexación por División en Frecuencias Ortogonales), con el objetivo de poder observar, estudiar y analizar su comportamiento sobre canales con y sin multitrayecto.

En concreto este PFC trata de analizar las posibilidades existentes a la hora de realizar la adaptación de enlace. También se va a estudiar el comportamiento constante de las distribuciones tanto de la BER (Bit Error Rate – Tasa de Error de Bit) como de la SNR (Signal to Noise Ratio – Relación Señal a Ruido), todo esto por medio de simulaciones validadas por resultados teóricos.

Los resultados obtenidos en estas simulaciones van a poder ser utilizados como muestras para realizar un entrenamiento supervisado.

Para el desarrollo de las simulaciones se ha realizado un sistema de comunicaciones completo que permite tomar distintas medidas sobre el mismo.

Palabras clave: OFDM, BER, SNR, media, máxima, agrupaciones, portadoras, distribución, AWGN, HiperLAN2B, codificación.

ABSTRACT

The main objective of this Master Thesis is the evaluation of the performance for OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) in order to observe, study and analyze it over wireless channels.

Specifically, this PFC is focused on the adaptive modulation. The BER (Bit Error Rate) and SNR (Signal to Noise Ratio) distributions are obtained and analyzed. Those results have been validated by theoretical analysis.

The outcomes of these simulations are valid to be used as training samples in a supervised learning procedure such as involved in machine learning.

In order to obtain such training samples, a modular, flexible and complete OFDM transmission/reception system has been implemented.

Keywords: OFDM, BER, SNR, average, high, groups, carriers, distribution, AWGN, HiperLAN2B, codification.

ÍNDICE GENERAL

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
1.1 INTRODUCCIÓN	1
1.2 OBJETIVOS	2
1.3 FASES DEL DESARROLLO	2
1.4 MEDIOS EMPLEADOS	3
1.5 ESTRUCTURA DE LA MEMORIA	3
CAPÍTULO 2: ESTUDIO DE OFDM	7
2.1 CONCEPTOS SOBRE OFDM	7
2.2 MODELO OFDM ANALÓGICO.....	9
2.3 MODELO OFDM DISCRETO.....	11
2.4 PREFIJO CÍCLICO Y TIEMPOS DE GUARDA	12
2.5 PRESTACIONES DE SISTEMAS OFDM.....	14
2.6 OFDMA: OFDM MULTIUSUARIO	16
CAPÍTULO 3: MODELOS DEL SISTEMA OFDM	19
3.1 ESTÁNDAR IEEE 802.11	20
3.1.1 Estándar 802.11a	21
3.2 ESTÁNDAR 802.16.....	23
3.2.1 Estándar 802.16e	26
CAPÍTULO 4: CANALES MULTITRAYECTO Y SISTEMAS MULTIPORTADORA	29
4.1 MULTITRAYECTO	29
4.2 OFDM EN MULTITRAYECTO	32

4.3	MODELOS DE CANAL: HIPERLAN2 Y UMTS.....	32
4.3.1	HiperLAN2	33
4.3.2	UMTS.....	34
4.3.2.1	Medio interior de oficina.....	35
4.3.2.2	Medio exterior a interior y para viandantes.....	35
4.3.2.3	Vehículo.....	35
CAPÍTULO 5: TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN		37
5.1	FORMACIÓN DE SÍMBOLOS Y TRAMAS	37
5.1.1	Tramas de IEEE 802.11a	38
5.1.2	Tramas de IEEE 802.16	39
5.1.2.1	IEEE 802.16d	39
5.1.2.2	IEEE 802.16e.....	41
5.2	CODIFICACIÓN DE CANAL	47
5.2.1	Códigos bloque.....	48
5.2.2	Códigos convolucionales	50
5.2.3	Ganancia de codificación	51
5.2.4	Entrelazado	51
5.2.5	Codificación de canal en 802.11a y 802.16e	52
5.2.5.1	802.11a.....	52
5.2.5.2	802.16e.....	53
5.3	ESTUDIO DE RECEPTORES PARA DISTINTOS MODELOS	55
5.3.1	Zero-forcing (ZF).....	55
5.3.2	Minimum Mean Square Error (MMSE)	56
5.3.3	Maximum Likelihood (ML)	57
CAPÍTULO 6: DESARROLLO DEL SISTEMA A SIMULAR		59
6.1	DIAGRAMA DE BLOQUES	59
6.1.1	Transmisor	59
6.1.2	Canal.....	61
6.1.3	Receptor	61
6.2	PRINCIPALES PARÁMETROS DEL SISTEMA	63
6.3	DESCRIPCIÓN DEL CANAL USADO	64
6.3.1	Modelo AWGN	64
6.3.2	Modelo HiperLAN2B	64

CAPÍTULO 7: SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	67
7.1 CONSTELACIONES USADAS	67
7.2 VERIFICACIÓN DEL SISTEMA A SIMULAR	68
7.2.1 Canal AWGN.....	68
7.2.2 Modelo HiperLAN2B	73
7.3 RECEPTORES OFDM.....	77
7.4 CODIFICACIÓN FEC.....	78
7.4.1 Codificación en canales con AWGN	79
7.4.2 Codificación en canales HiperLAN2B	81
7.5 BER MEDIA Y SNR MEDIA.....	83
7.5.1 Medidas de la BER y SNR para BPSK	83
7.5.1.1 Canal AWGN sin codificación	83
7.5.1.2 Canal AWGN con codificación.....	89
7.5.1.3 Canal HiperLAN2B sin codificación	92
7.5.1.4 Canal HiperLAN2B con codificación	96
7.5.2 Medidas de la BER para QPSK	98
7.5.2.1 Canal AWGN sin codificación	98
7.5.2.2 Canal AWGN con codificación.....	101
7.5.2.3 Canal HiperLAN2B sin codificación	104
7.5.2.4 Canal HiperLAN2B con codificación	107
7.5.3 Medidas de la BER y SNR para 16QAM	109
7.5.3.1 Canal AWGN sin codificación	109
7.5.3.2 Canal AWGN con codificación.....	112
7.5.3.3 Canal HiperLAN2B sin codificación	114
7.5.3.4 Canal HiperLAN2B con codificación	117
7.5.4 Medidas de la BER y SNR para 64 QAM	120
7.5.4.1 Canal AWGN sin codificar.	120
7.5.4.2 Canal AWGN con codificación.....	123
7.5.4.3 Canal HiperLAN2B sin codificación	126
7.5.4.4 Canal HiperLAN2B con codificación	128
7.6 BER INSTANTÁNEA Y SNR INSTANTÁNEA.....	131
7.6.1 BPSK	132
7.6.1.1 BPSK sobre canal AWGN	132
7.6.1.2 BPSK sobre canal HiperLAN2B.....	135
7.6.2 QPSK.....	139
7.6.2.1 QPSK sobre canal AWGN.....	139
7.6.2.2 QPSK sobre canal HiperLAN2B	143

7.6.3	16QAM	146
7.6.3.1	16QAM sobre canal AWGN	146
7.6.3.2	16QAM sobre canal HiperLAN2B.	150
7.6.4	64QAM	154
7.6.4.1	64QAM sobre canal AWGN	154
7.6.4.2	64QAM sobre canal HiperLAN2B	158
CAPÍTULO 8: CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....		163
8.1	CONCLUSIONES	163
8.2	TRABAJOS FUTUROS	166
CAPÍTULO 9: PRESUPUESTO		167
CAPÍTULO 10: REFERENCIAS		169

ÍNDICE DE FIGURAS

CAPÍTULO 2: ESTUDIO DE OFDM	7
Figura 2.1. Comparativa transmisión SC vs transmisión OFDM.	7
Figura 2.2. Espectro de una señal OFDM con 6 portadoras	8
Figura 2.3. Espectro 3D de 8 portadoras OFDM.....	9
Figura 2.4. Modulador OFDM usando banco de osciladores	10
Figura 2.5. Bloque IFFT.	12
Figura 2.6. Eliminación de la ISI.....	12
Figura 2.7. Eliminación de la ICI.	13
Figura 2.8. OFDM multiusuario.	16
CAPÍTULO 3: MODELOS DEL SISTEMA OFDM	19
Figura 3.1. DLL y PL de la torre OSI para estándar 802.11.	19
Figura 3.2. Espectro frecuencial en la banda de 5 GHz	21
Figura 3.3. Banda de los 5 GHz para IEEE 802.11a	22
Figura 3.4. Modelo de referencia de 802.16	25
Figura 3.5. Modelo de referencia de redes en 802.16	26
Figura 3.6. Esquema del uso de Wi-Fi y WiMAX.....	26
CAPÍTULO 4: CANALES MULTITRAYECTO Y SISTEMAS MULTIPORTADORA	29
Figura 4.1. Ilustración del multitrayecto.	30
CAPÍTULO 5: TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN	37
Figura 5.1. Trama nivel físico 802.11a.....	38
Figura 5.2. PLCP Preamble.....	38
Figura 5.3. Trama TDD de IEEE 802.16d,	40
Figura 5.4. Efecto de la subcanalización.....	41
Figura 5.5. Trama TDD de IEEE 802.16e	42
Figura 5.6. Asignación de subportadoras adyacentes (a) y distribuida (b)	44
Figura 5.7. Estructura de símbolos usando DL PUSC	45
Figura 5.8. Estructura de símbolos usando UL PUSC.....	45

Figura 5.9. Estructura de símbolo usando DL FUSC	46
Figura 5.10. Codificador de canal mediante códigos bloque.	48
Figura 5.11. Codificador convolucional	50
Figura 5.12. Ganancia de codificación.....	51
Figura 5.13. Aleatorización de errores mediante entrelazador.	52
Figura 5.14. Codificador convolucional	53
Figura 5.15. Codificación de canal para 802.16e.....	54
Figura 5.16. Constelaciones QPSK, 16QAM y 64QAM.....	55
 CAPÍTULO 6: DESARROLLO DEL SISTEMA A SIMULAR	59
 Figura 6.1. Diagrama de bloque OFDM.	60
Figura 6.2. Ejemplo de respuesta en frecuencia del modelo de canal HiperLAN2B	65
 CAPÍTULO 7: SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	67
 Figura 7.1. Constelaciones usadas en la simulación.....	68
Figura 7.2. Aumento de la SER con el aumento del índice de modulación (canal AWGN).	70
Figura 7.3. SER para distintas modulaciones en canal AWGN.....	71
Figura 7.4. SER para distintas modulaciones en canal AWGN.....	72
Figura 7.5. Aumento de la SER con el aumento del índice de modulación (canal HiperLAN2B).....	73
Figura 7.6. SER para distintas modulaciones en canal HiperLAN2B.	75
Figura 7.7. BER para distintas modulaciones en canal HiperLAN2B.....	76
Figura 7.8. Ecualización sobre canal AWGN.	77
Figura 7.9. Ecualización sobre canal HiperLAN2B.	78
Figura 7.10. BER para BPSK y QPSK con distintas codificaciones.	79
Figura 7.11. BER para M-QAM con distintas codificaciones.	80
Figura 7.12. BER para BPSK y QPSK, con distintas codificaciones.	81
Figura 7.13. BER para M-QAM, con distintas codificaciones.....	82
Figura 7.14. BER y SNR para BPSK, SNR=0 y canal AWGN	84
Figura 7.15. BER y SNR para BPSK, SNR=10 y canal AWGN.	84
Figura 7.16. BER y SNR para BPSK, SNR=20 y canal AWGN.....	85
Figura 7.17. BER media y máxima para BPSK, SNR=0, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.....	86
Figura 7.18. BER media y máxima para BPSK, SNR=10, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.....	87
Figura 7.19. SNR media y máxima para BPSK, SNR=0, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	88
Figura 7.20. BER y SNR para BPSK, SNR=10, canal AWGN y tasa codif. 1/2.	89
Figura 7.21. BER y SNR para BPSK, SNR=10, canal AWGN y tasa codif. 2/3.	90
Figura 7.22. BER media y máxima para BPSK, SNR=10, canal AWGN, tasa codif. 2/3 y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	91
Figura 7.23. BER teórica y BER simulada para BPSK con canal HiperLAN2B	92
Figura 7.24. BER y SNR para BPSK, SNR=15 y canal HiperLAN2B.	93
Figura 7.25. BER media y máxima para BPSK, SNR=15, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	94
Figura 7.26. BER y SNR para BPSK, SNR=40 y canal HiperLAN2B.	94

Figura 7.27. BER media y máxima para BPSK, SNR=40, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	95
Figura 7.28. SNR media y máxima para BPSK, SNR=40, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	96
Figura 7.29. BER y SNR para BPSK, SNR=15, canal HiperLAN2B y tasa codif. 2/3.	97
Figura 7.30. BER media y máxima para BPSK, SNR=40, canal HiperLAN2B, tasa codif. 2/3 y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	98
Figura 7.31. BER y SNR para QPSK, SNR=10 y canal AWGN.	98
Figura 7.32. BER y SNR para QPSK, SNR=20 y canal AWGN.	99
Figura 7.33. BER media y máxima para QPSK, SNR=10, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	100
Figura 7.34. SNR media y máxima para QPSK, SNR=10, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	101
Figura 7.35. BER y SNR para QPSK, canal AWGN y tasa codif. 1/2 y 2/3.	102
Figura 7.36. BER media y máxima para QPSK, SNR=10, canal AWGN, tasa codif. 2/3 y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	103
Figura 7.37. BER y SNR para QPSK, SNR=30, canal HiperLAN2B.	104
Figura 7.38. BER media y máxima para QPSK, SNR=30, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	105
Figura 7.39. SNR media y máxima para QPSK, SNR=30, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	106
Figura 7.40. BER media para QPSK, canal HiperLAN2B, tasa codif. 1/2 y 2/3.	107
Figura 7.41. BER media para QPSK, canal HiperLAN2B, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa 1/2 y 2/3.	108
Figura 7.42. BER y SNR para 16QAM, SNR=15dB y canal AWGN.	109
Figura 7.43. BER media y máxima para 16QAM, SNR=15dB's, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	110
Figura 7.44. SNR media y máxima para 16QAM, SNR=15dB's, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	111
Figura 7.45. BER media y SNR media para 16QAM, canal AWGN y tasas codif 1/2 y 2/3.	112
Figura 7.46. BER media para 16QAM, canal AWGN, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa 1/2 y 2/3.	113
Figura 7.47. BER y SNR para 16QAM, SNR=35dB y canal HiperLAN2B.	114
Figura 7.48. BER media y máxima para 16QAM, SNR=35dB's, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	116
Figura 7.49. SNR media y máxima para 16QAM, SNR=35dB's, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	116
Figura 7.50. BER media y SNR media para 16QAM, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	117
Figura 7.51. BER media para 16QAM, canal HiperLAN2B, SNR=40 y 35 dB's, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa 1/2 y 2/3.	118
Figura 7.52. BER máxima para 16QAM, canal HiperLAN2B, SNR=40 y 35 dB's, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa 1/2 y 2/3.	119
Figura 7.53. BER y SNR para 64QAM, SNR=20dB y canal HiperLAN2B.	120
Figura 7.54. BER y SNR para 64QAM, SNR=25dB y canal HiperLAN2B.	121
Figura 7.55. BER media y máxima para 64QAM, SNR=25dB's, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	122
Figura 7.56. SNR media y máxima para 64QAM, SNR=20dB's, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.	123
Figura 7.57. BER media para 64QAM, canal AWGN, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa de codif 1/2 y 2/3.	124
Figura 7.58. BER media para 64QAM, SNR=25dB's, canal AWGN, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa codif. 1/2.	125
Figura 7.59. BER media para 64QAM, SNR=20dB's, canal AWGN, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa codif. 2/3.	125

Figura 7.60. BER media y SNR media para 64QAM, SNR=40dB, canal HiperLAN2B.....	126
Figura 7.61. BER media y BER máxima para 64QAM, SNR=40dB, canal HiperLAN2B y agrup. 4, 8 y 16.....	127
Figura 7.62. SNR media y SNR máxima para 64QAM, SNR=40dB, canal HiperLAN2B y agrup. 4, 8 y 16.	128
Figura 7.63. BER media y SNR media para 64QAM, SNR=45dB, canal HiperLAN2B y tasa codif. 1/2.	129
Figura 7.64. BER media y SNR media para 64QAM, SNR=40dB, canal HiperLAN2B y tasa codif. 2/3.	129
Figura 7.65. BER media y BER media para 64QAM, SNR=45dB, canal HiperLAN2B, tasa codif. 1/2 y agrup. 4, 8 y 16 portadoras.	130
Figura 7.66. BER Variación de la BER al aumentar SNR para BPSK, SNR=0-10 dB, canal AWGN, portadora 35.....	132
Figura 7.67. Variación de la BER al aumentar SNR para BPSK, SNR=0-5 dB, canal AWGN, portadora 35.....	133
Figura 7.68. Variación de la SNR al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-10 dB, canal AWGN, portadora 29.	134
Figura 7.69. Posibles distribuciones teóricas de la SNR al aumentar SNR para BPSK, SNR=0-25 dB, canal AWGN, portadora 35.....	134
Figura 7.70. Variación de la BER al aumentar SNR para BPSK, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 35.	135
Figura 7.71. Posibles distribuciones teóricas de la BER al aumentar SNR para BPSK, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 35.	136
Figura 7.72. SNR para BPSK, SNR=10dB, canal HiperLAN2B, portadora 35.....	137
Figura 7.73. Posibles distribuciones teóricas de la SNR al aumentar SNR para BPSK, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 35.	137
Figura 7.74. Variación de la BER al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-10 dB, canal AWGN, portadora 29.	139
Figura 7.75. Posibles distribuciones teóricas de la BER al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-5 dB, canal AWGN, portadora 29.....	141
Figura 7.76. Variación de la SNR al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-10 dB, canal AWGN, portadora 29.	141
Figura 7.77. Posibles distribuciones teóricas de la SNR al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-25 dB, canal AWGN, portadora 29.....	142
Figura 7.78. Variación de la BER al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 29.....	143
Figura 7.79. Posibles distribuciones teóricas de la BER al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 29.	144
Figura 7.80. Variación de la SNR al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 29. ..	145
Figura 7.81. Posibles distribuciones teóricas de la SNR al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 29.	145
Figura 7.82. Variación de la BER al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.....	146
Figura 7.83. Posibles distribuciones teóricas de la BER al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-10 dB, canal AWGN, portadora 30.....	147
Figura 7.84. Distribución Gumbel de la BER al aumentar SNR para 16QAM, SNR=10-15 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.....	148
Figura 7.85. Variación de la SNR al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 29 y 30.....	149
Figura 7.86. Posibles dist. teóricas de la SNR al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-25 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.....	149
Figura 7.87. Variación de la BER al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.....	150

Figura 7.88. Posibles dist. teóricas de la BER al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-15 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.....	151
Figura 7.89. Variación de la SNR al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.....	152
Figura 7.90. Posible dist. teórica de la SNR al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.....	153
Figura 7.91. Variación de la BER al aumentar SNR para 64QAM, SNR=10-20 dB, canal AWGN, portadora 33.....	154
Figura 7.92. Posibles dist. teóricas de la BER al aumentar SNR para 64QAM, SNR=10-20 dB, canal AWGN, portadora 33.....	155
Figura 7.93. Variación de la SNR al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-25dB, canal AWGN, portadora 33.	156
Figura 7.94. Posibles dist. teóricas de la SNR al aumentar SNR para 64QAM, SNR=0-25 dB, canal AWGN, portadora 33.....	157
Figura 7.95. Variación de la BER al aumentar SNR para 16QAM, SNR=10-20 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.	158
Figura 7.96. Posibles dist. teóricas de la BER al aumentar SNR para 64QAM, SNR=10-20 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.....	159
Figura 7.97. Variación de la SNR al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.....	160
Figura 7.98. Posibles distribuciones teóricas de la SNR al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 29.	160

ÍNDICE DE TABLAS

CAPÍTULO 3: MODELOS DEL SISTEMA OFDM	19
Tabla 3.1. Parámetros dependientes de tasa de codificación	23
Tabla 3.2. Tabla resumen para los distintos rangos frecuenciales	24
Tabla 3.3. Comparación de varios estándares IEEE 802.16	27
CAPÍTULO 4: CANALES MULTITRAYECTO Y SISTEMAS MULTIPORTADORA	29
Tabla 4.1. Características taps HiperLAN2A y HiperLAN2B, ambos tomados para condiciones NLOS.....	34
Tabla 4.2. Comparación entre modelos interior de oficina (A), exterior a interior y para viandantes (B) y Vehículo (C)	36
CAPÍTULO 5: TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN	37
Tabla 5.1. Características SOFDMA.....	42
Tabla 5.2. Parámetros DL PUSC.	45
Tabla 5.3. Parámetros UL PUSC	46
Tabla 5.4. Parámetros DL FUSC	47
CAPÍTULO 7: SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	67
Tabla 7.1. Parámetros μ , β de la distribución Gumbel para BPSK sobre canal HiperLAN2B.	138
Tabla 7.2. Parámetros μ , β de la distribución Gumbel para BPSK sobre canal AWGN.	139
Tabla 7.3. Parámetros μ , β de la distribución Gumbel para QPSK sobre canal AWGN.	142
Tabla 7.4. Parámetros μ , β de la distribución Gumbel para QPSK sobre canal HiperLAN2B.	146
Tabla 7.5. Parámetros μ , β de la distribución Gumbel para 16QAM sobre canal AWGN.....	150
Tabla 7.6. Parámetros μ , β de la distribución Gumbel para 16QAM sobre canal HiperLAN2B.	153
Tabla 7.7. Parámetros μ , β de la distribución Gumbel para 64QAM sobre canal AWGN.....	158
Tabla 7.8. Parámetros μ , β de la distribución Gumbel para 64QAM sobre canal HiperLAN2B.	161

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1 Introducción

En la actualidad los sistemas de comunicaciones inalámbricas van cobrando mayor importancia debido principalmente a las facilidades en su implementación y al considerable aumento de la tasa de transmisión. Todo esto ha sido posible gracias a que las nuevas tecnologías inalámbricas contienen técnicas que les permiten mitigar la degradación producida por un medio de comunicaciones sobre el que despliega este tipo de sistemas.

El principal problema de las comunicaciones inalámbricas es el de encontrar la forma de transmitir una señal de forma eficiente y segura a través de un canal de comunicaciones que introduce errores.

La transmisión vía radio tiene una serie de inconvenientes, el principal de todos ellos, y sobre el que se han realizado más estudios, es el multitrayecto. Como se verá en el capítulo 4, OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – Multiplexación por División en Frecuencias Ortogonales) consigue minimizar los efectos del multitrayecto además de otra serie de ventajas que supone la utilización de sistemas MC (Multi-Carrier – Multiportadora), de la misma forma OFDM permite implementar sistemas de comunicaciones robustos, pero que a su vez pueden adaptarse al nivel de degradación producido por el medio de transmisión.

Todo esto tiene la finalidad de conseguir transmisiones lo más fiables posible, pero además de las técnicas que permite OFDM para minimizar las probabilidades de error en el receptor, existen otra serie de técnicas que son totalmente independientes a la utilización de OFDM y que son usadas en muchos de los sistemas de comunicación, tales como técnicas de codificación FEC (Forward Error Correction – Corrección de Errores hacia Adelante), interleaving, puncturing, entre otras.

1.2 Objetivos

El objetivo fundamental de este proyecto es el de realizar una extensa batería de simulaciones en software que permita obtener los resultados de rendimiento que se obtendría en un sistema de comunicaciones basado en OFDM, de tal forma que permita obtener medidas de la BER y de la SNR para distintas agrupaciones de portadoras. Además se va a tratar de encontrar aproximaciones a las distribuciones que siguen tanto la BER como la SNR sobre canales con AWGN y canales con multitrayecto. De esta forma, los objetivos principales son estudiar la adaptación al enlace y obtener las distribuciones que para distintas modulaciones, SNR y canales. Con todo esto en un futuro se podrá entrenar a una máquina para que decida qué modulación, qué SNR, qué agrupación usar para unas determinadas características que tenga el canal de comunicaciones.

En base a estos objetivos principales, se proponen los siguientes objetivos parciales:

- Cálculo de las probabilidades de error en modelos de canal AWGN e HiperLAN2B para las principales modulaciones como BPSK, QPSK, 8QAM, 16QAM, 32QAM y 64QAM, y para distintos esquemas de transmisión
- Estudiar las diferencias existentes al trabajar con distintos receptores, ZF, ML y MMSE.
- Introducción de técnicas que minimizan las probabilidades de error, codificación FEC, y poder ver de esta forma las mejoras que esta introduce.

1.3 Fases del desarrollo

El desarrollo de este proyecto ha sido realizado en varias fases:

- Fase 1: Extenso estudio de los conceptos necesarios sobre OFDM para la realización del sistema de simulación OFDM.
- Fase 2: Implementación del software de simulación.
- Fase 3: Validación del sistema de simulación mediante el apoyo en expresiones teóricas.
- Fase 4: Optimización de la herramienta de simulación para producir resultados en tiempo razonable.
- Fase 5: Toma de distintas medidas sobre el sistema de simulación. Entre las que se incluyen probabilidades de error, extracción de distribuciones de probabilidad para BER y SNR, entre otras.
- Fase 6: Extracción de conclusiones.

1.4 Medios empleados

La herramienta que ha permitido la realización de este proyecto ha sido Matlab®. De la misma manera se ha usado algunas funciones de la *toolbox* de comunicaciones que este software proporciona.

1.5 Estructura de la memoria

Para facilitar la lectura de la memoria se incluye a continuación un breve resumen de cada capítulo.

- Capítulo 1:

Este capítulo incluye la introducción del proyecto, así como la presentación de objetivos, fases de desarrollo y herramientas utilizadas para la realización del proyecto.

- Capítulo 2:

En este capítulo se realiza un estudio en profundidad de OFDM, en el que se ven sus características más importantes, así como los distintos modelos existentes y las prestaciones de los sistemas OFDM. También se hará referencia a los sistemas de comunicaciones OFDM multiusuario, más conocido como OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplex Access – Acceso por Multiplexación por División en Frecuencias Ortogonales).

- Capítulo 3:

Este capítulo muestra la utilización de OFDM en los estándares IEEE 802.11 e IEEE 802.16, así como de los *profile* 802.11a y 802.16e. También se mostrará parte de su estructura de tramas.

- Capítulo 4:

Este capítulo presenta el problema del multitrayecto, principal problema de los sistemas de comunicación vía radio. También se muestra las principales características de OFDM para mitigar el multitrayecto. Y por último, se presentan dos modelos de canal usados en la simulación de canales que sufren multitrayecto, modelos HiperLAN2 y UMTS.

- Capítulo 5:

En este capítulo se van a ver las distintas formas de organizar la transmisión de cada uno de los estándares, IEEE 802.11 e IEEE 802.16. También se verán las tramas generadas por cada uno de estos estándares y algunos de los campos más importantes de éstas.

- Capítulo 6:

Este capítulo muestra el diagrama de bloques de la simulación, así como los parámetros más importantes usados en la simulación y que permiten la modificación de las características de la transmisión. También se muestran las características más importantes de los dos posibles modelos de canales usados en la simulación, modelos AWGN (Additive White Gaussian Noise – Ruido Aditivo Blanco Gaussiano) e HiperLAN2B.

- Capítulo 7

Este capítulo contiene el grueso de la memoria. Se van a poder como se ha llevado a cabo la verificación del sistema de comunicaciones simulado, así como poder ver simulaciones sobre distintos canales de transmisión, distintas modulaciones y distintos esquemas de transmisión. Con todo esto, en este capítulo podrán verse las simulaciones y conclusiones para los dos estudios principales que se llevan a cabo en este proyecto, como son la adaptación al enlace y el entrenamiento supervisado mediante la obtención de las distribuciones para la BER y la SNR.

- Capítulo 8

Este capítulo recoge las conclusiones más generales obtenidas de las simulaciones realizadas en el capítulo anterior. Además se enuncia brevemente posible trabajo futuros.

- Capítulo 9

Se muestra el coste del proyecto.

- Capítulo 10

En este capítulo se muestran las referencias que han sido consultadas durante la elaboración del proyecto.

Capítulo 2

ESTUDIO DE OFDM

2.1 Conceptos sobre OFDM

Un esquema OFDM, es un esquema de modulación/demodulación multiportadora. El principio básico de la modulación OFDM es la división del flujo de datos de alto régimen binario R_s en N flujos de menor régimen binario, R_s/N , que serán transmitidos simultáneamente compartiendo el espectro pero siendo diferenciables gracias al principio de ortogonalidad, donde N es el número de portadoras que se va a usar en el sistema.

La modulación OFDM aparece como alternativa a las comunicaciones SC (Single Carrier - Mono Portadora) en las que cada símbolo se transmite de forma sucesiva y por consiguiente ocupando todo el ancho de banda disponible. En OFDM se realiza una multiplexación en frecuencia de tal forma que se envían varios símbolos en portadoras adyacentes. Una comparativa se puede ver en la figura 2.1.



Figura 2.1. Comparativa transmisión SC vs transmisión OFDM.

Si se tiene un ancho de banda de canal de W [Hz], cuando se use la modulación OFDM, se tendrá una separación entre portadoras Δf , que vendrá dada por

$$\Delta f = \frac{W}{N} \quad (2.1)$$

donde: W es el ancho de banda del canal en Hz.

N es el número de portadoras usadas para la modulación.

Como se puede ver en la figura 2.2, las portadoras ortogonales en frecuencia se pueden solapar pero en los instantes de muestreo no interfieren unas con otras.

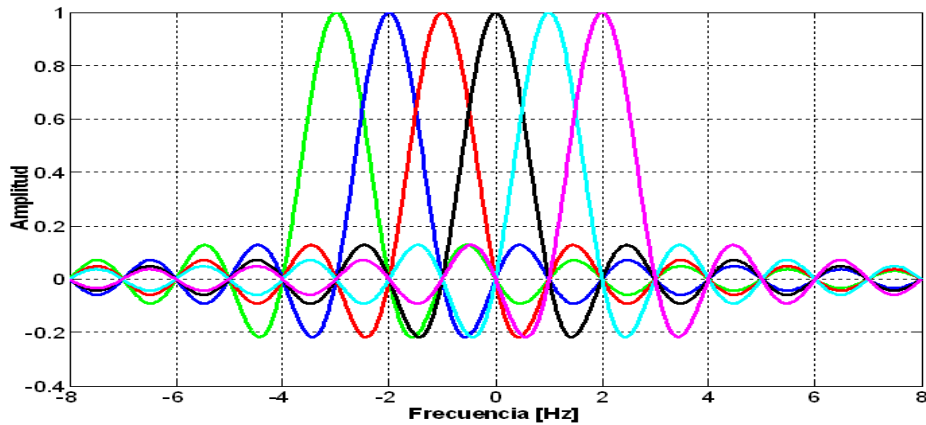


Figura 2.2. Espectro de una señal OFDM con 6 portadoras, [1].

Así, cada símbolo OFDM transmitido está compuesto por un número de N portadoras que a su vez van moduladas con las habituales modulaciones M-PSK o M-QAM y con una duración en el tiempo de T_{OFDM} , que vendrá dada por la expresión 2.2

$$T_{OFDM} = T_u + T_g \quad (2.2)$$

donde T_u es el tiempo útil de cada símbolo OFDM (expresión 2.3) y T_g es un tiempo de guarda que, como más adelante se explicará, consigue una buena mitigación del multitrayecto.

$$T_u = 1/\Delta f = N/W = iN \cdot T_s \quad (2.3)$$

ⁱ Por el teorema de muestreo de Nyquist $f_{smin} = W \rightarrow T_s = 1/W$

Todo esto se ve representado en la figura 2.3, en la que se hace una representación tanto temporal como frecuencial de los símbolos OFDM.

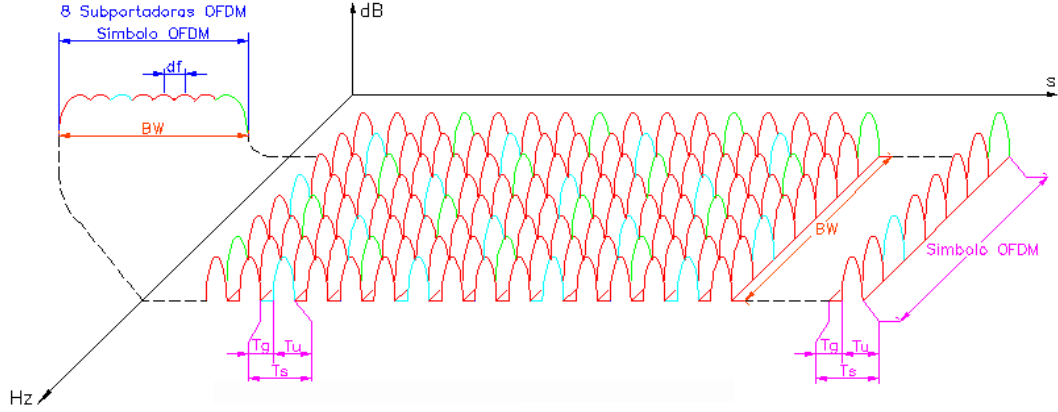


Figura 2.3. Espectro 3D de 8 portadoras OFDM, [2].

2.2 Modelo OFDM analógico

La señal $x(t)$ paso-banda modulada mediante OFDM que va a ser transmitida, se representa en función de su envolvente compleja, como sigue:

$$x(t) = \text{Re}\{s(t)e^{j2\pi f_{p_0}t}\} \quad (2.4)$$

donde f_{p_0} denota la frecuencia menor de subportadora y la señal $s(t)$ se puede expresar de la siguiente manera:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{\infty} S_k^l \phi_k(t - lT) \quad (2.5)$$

donde: S_k^l se refiere al símbolo complejo de la subportadora k -ésima en el instante l -ésimo.

$$\phi_k = \begin{cases} w_T(t)e^{j2\pi f_k t} & t \in [0, T] \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (2.6)$$

$$w_T(t) = \begin{cases} 1 & t \in [0, T] \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (2.7)$$

Como se concluye de la expresión 2.7, generalmente $w_T(t)$ se toma como un pulso rectangular, de tal forma que las funciones base son pulsos centrados en la frecuencia f_k . Si

además se normalizan en energía de tal manera que cada pulso tenga energía unidad se tiene que la expresión 2.6 queda como se muestra a continuación.

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi f_k t} & t \in [0, T] \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (2.8)$$

Usando la expresión 2.8 en la expresión 2.5, obtenemos la expresión final de la señal OFDM en continuo

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{\infty} S_k^l e^{j2\pi f_k t} \quad (2.9)$$

donde: f_k será la frecuencia de la subportadora k -ésima y vendrá dada por

$$f_k = \frac{k}{T_u} = \frac{kW}{N} \quad (2.10)^{ii}$$

El esquema de un modulador OFDM se puede ver en la figura 2.4,

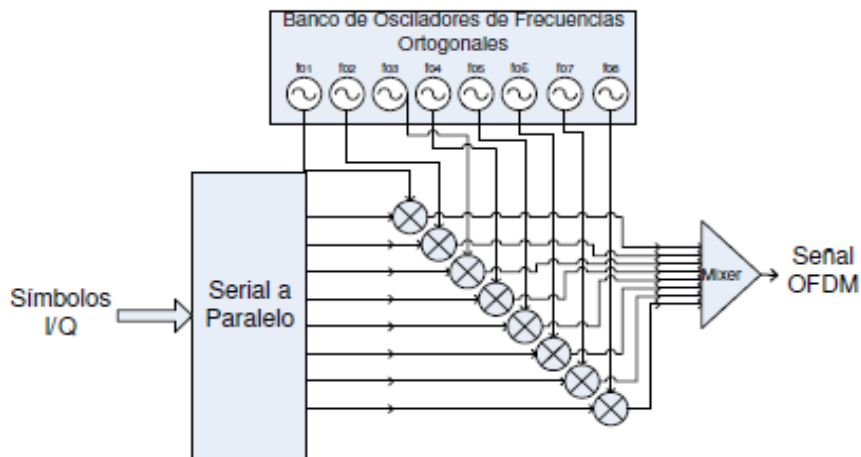


Figura 2.4. Modulador OFDM usando banco de osciladores, [3].

De manera conceptual la modulación OFDM ha existido desde hace décadas, donde se usaba una implementación basada en un banco de osciladores con frecuencias ortogonales, como se ve en la figura 2.4.

ⁱⁱ Sin tener en cuenta el tiempo de guarda

Este esquema muestra la dificultad de construir un modulador OFDM usando un banco de osciladores y es que uno de los principales problemas de un modulador analógico de OFDM es que se necesitará un oscilador para cada subportadora que se quiera usar, lo que hace que sea imposible su construcción para un número alto de portadoras. Además existe el problema de las frecuencias espurias que pueden introducir cada oscilador y la necesidad de que cada frecuencia sea completamente ortogonal a las demás. Todo esto hace prácticamente imposible la construcción de un modulador OFDM analógico o continuo.

2.3 Modelo OFDM discreto

El modelo discreto apareció como consecuencia de la alta complejidad de los modelos continuos.

El modelo discreto se deduce del modelo continuo, usando el teorema de Nyquist como se uso en la expresión 2.3. De esta forma ahora se obtendrán expresiones discretas de $\phi_k[n]$, partiendo de la expresión continua, expresión 2.8, de $\phi_k(t)$.

$$\phi_k(t) = e^{j2\pi f_k t} = e^{j2\pi \frac{kW}{N} t} \xrightarrow{C/D} \phi_k[n] = e^{j2\pi \frac{kW}{N} n \cdot T_s} = e^{j2\pi \frac{k}{N} n} \quad (2.11)$$

Con lo que finalmente la expresión de la señal OFDM en discreto para el símbolo l -ésimo queda como sigue,

$$s^l[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_k^l \phi_k[n - lN] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_k^l e^{j2\pi \frac{k}{N} (n - lN)} \quad (2.12)$$

Así, la expresión para un solo símbolo OFDM en concreto será,

$$s[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n} \quad (2.13)$$

y es en la expresión 2.13 donde se ve la verdadera ventaja de trabajar con el modelo discreto, ya que esta expresión coincide con la expresión de la IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform - Transformada Discreta de Fourier inversa) y para calcularla existen algoritmos muy eficientes como lo es la IFFT (Inverse Fast Fourier Transform – Transformada inversa Rápida de Fourier).

De esta forma se puede realizar el proceso de modulación y demodulación de manera muy eficiente.

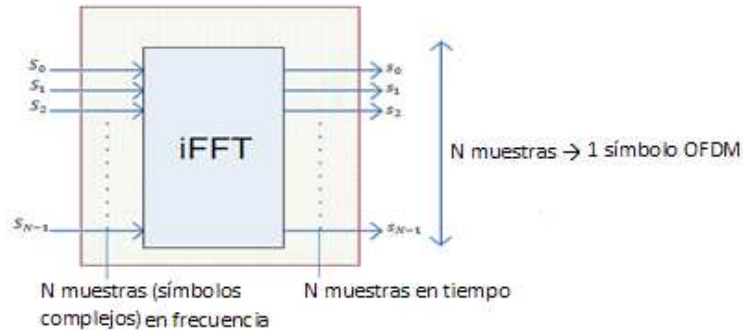


Figura 2.5. Bloque iFFT.

El número de muestras que se usan para calcular la FFT está directamente relacionado con el número de subportadoras usadas en la transmisión.

2.4 Prefijo cíclico y tiempos de guarda

La modulación OFDM en sus principios tenía dos problemas como eran la ISI (Inter-Symbol Interference – Interferencia Inter-Simbólica) y la ICI (Inter-Carrier Interference – Interferencia Inter-Portadora).

La ISI se producía al solaparse símbolos OFDM adyacentes, con lo que se decidió introducir tiempos de guarda entre cada símbolo OFDM de tal forma que un símbolo no afectara al siguiente, tal y como se muestra en la figura 2.6. El problema de usar tiempos de guarda son tienen una baja eficiencia espectral ya que en ellos no se envía información.



Figura 2.6. Eliminación de la ISI,

Otro de los problemas que aparecían era la ICI y consiste en la interferencia que aparece entre portadoras al mezclarse la información de una portadora con la de otra. Para evitarlo lo que se

hace forzar a que en el intervalo de la FFT el símbolo retardado tenga un número entero de ciclos y esto se consigue realizando una extensión cíclica, que consiste en introducir un CP (Cyclic Prefix - Prefijo Cíclico) dentro de periodo de guarda. El CP lo que hace es copiar al comienzo de cada símbolo OFDM el final de mismo, como se puede ver en la figura 2.7.

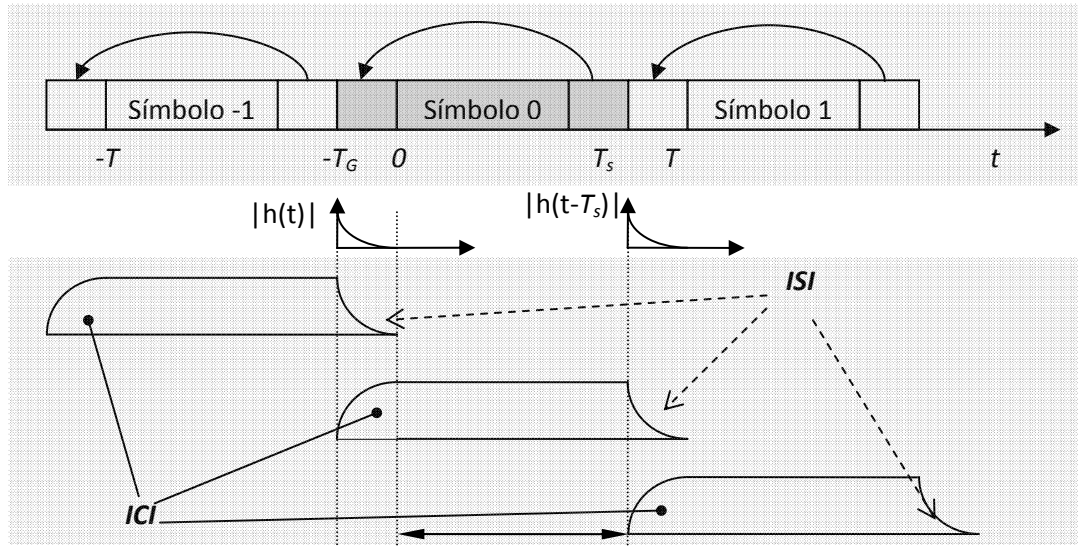


Figura 2.7. Eliminación de la ICI.

Para que la señal demodulada en el receptor esté libre de ICI e ISI, el resultado de la FFT del receptor debe tener la forma dada por la expresión 2.14

$$Y(k, n) = X(k, n) \cdot H(k, n) + W(k, n) \quad (2.14)$$

donde: $-\infty < k < \infty$ y $0 \leq n \leq N - 1$.

Como se puede ver en la expresión 2.14, se obtiene el producto de dos FFT's que por teoría de tratamiento digital de señales se sabe que equivale en el dominio del tiempo a una convolución circular entre las secuencias correspondientes.

$$X(k, n) \cdot H(k, n) \leftrightarrow x(n) \otimes h(n) = \sum_{l=0}^{N-1} h(l)x(n-l)_N \quad (2.15)$$

donde: $x(n)_N$ denota una señal que se obtiene como repetición N -periódica de la señal $x(n)$.

Con lo que en el sistema OFDM, la entrada al módulo de la FFT no tendrá el aspecto de convolución circular ya que la salida del canal se corresponde con una convolución lineal entre la respuesta impulsiva del mismo y la señal de entrada. Es por esto que si se quiere que el sistema esté libre de errores, se necesitará convertir la convolución lineal en circular. Y esto precisamente lo consigue el prefijo cíclico que emula la periodicidad de la señal $x(n)_N$ de forma que la salida del canal se pueda interpretar como una convolución circular. Es por este motivo por el cual que se usará siempre un CP para eliminar tanto la ISI como la ICI ya que el tiempo de guarda únicamente conseguía eliminar la ISI y no la ICI.

2.5 Prestaciones de sistemas OFDM

Los sistemas OFDM como todos los sistemas tienen una serie de ventajas que llevan asociadas una serie de inconvenientes.

De esta forma podemos agrupar las ventajas en los siguientes campos:

- *Robusto*. En entornos con multitrayecto se producen grandes mejoras en la BER (Bit Error Ratio – Relación de error de bit) [4]. También en entornos con desvanecimientos, la modulación OFDM, al expandir el símbolo en el tiempo, hace que se disminuya notablemente la probabilidad de que se destruya un símbolo por desvanecimiento.
- *Flexibilidad*. OFDM permite que cada portadora pueda llevar una codificación distinta y con distinto número de bits, a esto se le denomina *bit-loading* e igualmente permite seleccionar las portadoras que soportan mejor los efectos del canal, a esta técnica se la conoce como *link adaptation* (adaptación de enlace).
- *Eficiencia espectral*. Por regla general los entornos son selectivos en frecuencia debido al multitrayecto, el número de portadoras que usa una modulación OFDM hace que cada una de estas portadoras vea una respuesta en frecuencia casi plana, de tal manera que evitamos los problemas que acaranean entornos selectivos en frecuencia y permite en ocasiones prescindir de ecualizadores.

- *Facilidad.* El uso de la FFT facilita notablemente, como se ha visto en apartados anteriores, la construcción de moduladores y demoduladores OFDM. Además permite una representación por bloques que facilita su inteligibilidad.
- *Posibilidad de mejora.* Si al sistema OFDM se le introducen mejoras, como puede ser una codificación de canal o un entrelazado, se consigue mejorar las prestaciones del sistema OFDM.

Algunas de las desventajas más importantes son:

- *Sistemas más complejos.* Los sistemas tienen un mayor número de componentes lo que requiere una mayor complejidad de los equipos transmisores y receptores.
- *Picos de potencia.* Para un número de portadoras muy grande aparecerá señales gaussianas y esto no es bueno ya que los amplificadores de potencia al recortar los picos provocan distorsión tanto en banda como fuera de banda. Es por esto que se habla de que las señales OFDM tiene un alto PAR (Peak to Average power Ratio - Relación potencia Media a Pico) [5].
- *Desviaciones de frecuencia y fase y tonos puros.* Los sistemas MC son sistemas más sensibles a desviaciones de frecuencia, a desviaciones de fase y a interferencias por tonos puros que los SC.
- *Señalización y sincronización frecuencial.* Son de máxima importancia en estos sistemas, ya que la señalización facilita la decisión de donde comienza cada símbolo OFDM y la sincronización frecuencial es necesaria para reducir la ICI.
- *Perdida de tasa binaria.* En los sistemas OFDM es necesario varios tipos de redundancia con el objetivo de facilitar la recepción de tramas al receptor y esta redundancia hace que no se puedan enviar tanto bits útiles como se desearía reduciendo la tasa binaria.

2.6 OFDMA: OFDM multiusuario

OFDMA es la versión multiusuario de OFDM. El acceso múltiple se logra en OFDMA asignando subconjuntos de subportadoras a cada uno de los usuarios [6] como se muestra en la figura 2.8.



Figura 2.8. OFDM multiusuario.

Además como se puede ver en la figura son tres los tipos de subportadoras que van a aparecer en comunicaciones con OFDMA, estas son:

- Data Subcarrier (Subportadoras de Información)
- Pilot Subcarrier (Subportadoras piloto): para estimación de canal y sincronización.
- Null Subcarrier (Subportadoras Nulas): usadas para añadir frecuencias de guarda.

Las portadoras activas se dividen en grupos de subportadoras y forman lo que se conoce como subcanales. Estas subportadoras pueden ser adyacentes aunque como se verá en el capítulo 5, en ocasiones es beneficioso que estas portadoras se encuentren distribuidas, ya que sobretodo en comunicaciones móviles proporciona una diversidad frecuencial que aporta solidez al sistema.

Algunas de las ventajas del OFDMA:

- *Escalabilidad.* Es una de las ventajas más importantes de OFDMA, ya que con las estructura subportadora, OFDMA puede conseguir una amplia gama de ancho de banda. Al fijar el espacio entre subportadoras y la duración de los símbolos, la unidad básica de los recursos físicos es fija. De esta manera se logra una gran flexibilidad en frecuencia que no se consigue con sistemas como TDMA (Time Division Multiple Access-Acceso Múltiple por División en el tiempo) y CDMA (Code Division Multiple Access-Acceso Múltiple por División de Código).

- *Robustez frente a multitrayecto.* Al tratarse de un sistema OFDM conserva la robustez de estos sistemas frente al multitrayecto.

Para conseguir un sistema OFDMA que funcione de forma correcta es necesario tener en cuenta los posibles peligros de trabajar con sistemas OFDM. Algunos de los más importantes son:

- *Sensibilidad.* OFDMA tiene una alta sensibilidad frente a desfases de frecuencia y desfases de fase, tal y como ocurría con los sistemas OFDM.
- *Sincronismo.* La sincronización en frecuencia es crítica a la hora de reducir la ICI.
- *Alto PAR.* OFDM por ser la suma de señales independientes su distribución será una gaussianaⁱⁱⁱ lo que provoca que su PAR sea alto.

Para conseguir una mayor eficiencia, los sistemas OFDMA se realimentan con las condiciones del canal, de tal forma que se va adaptando continuamente el número de subportadoras asignadas a cada usuario en función de la velocidad que este necesita y de las condiciones del canal. De esta forma si se consigue una asignación rápida, se puede cancelar de forma eficiente las interferencias co-canal y los desvanecimientos rápidos, proporcionando una mayor eficiencia espectral que OFDM.

ⁱⁱⁱ Por el teorema central del límite, que dice que si se tiene un grupo numeroso de variables independientes y todas ellas siguen el mismo modelo de distribución (cualquiera que este sea) la suma de ellas sigue una normal.

Capítulo 3

MODELOS DEL SISTEMA OFDM

En este capítulo se van a presentar algunos de los estándares del IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers – Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos) que usan OFDM como esquema de comunicación.

Los estándares en los que se usa OFDM son estándares que según su propia definición actúan sobre LAN (Local Area Network – Red Área Local) y MAN (Metropolitan Area Network), estos estándares son el IEEE 802.11 y IEEE 802.16 respectivamente.

Los servicios y protocolos especificados en el IEEE 802 se refieren únicamente a las dos capas inferiores, DLL (Data Link Layer – Capa de Enlace de Datos) y PL (Physical Layer – Capa Física), de las siete capas que tiene la torre de referencia de OSI. De hecho, IEEE 802 divide la capa de enlace de datos en dos subcapas: LLC (Logical Link Control – Control de Enlace Lógico) y MAC (Media Access Control – Control Acceso Medio). Estas capas pueden verse en la figura 3.1.

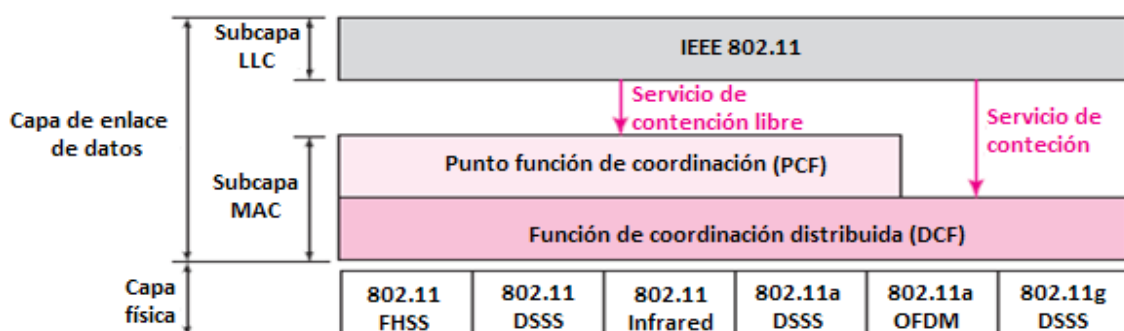


Figura 3.1. DLL y PL de la torre OSI para estándar 802.11, [7].

3.1 Estándar IEEE 802.11

La norma IEEE 802.11 son un conjunto de estándares definidos para WLAN (Wireless Local Area Network – Red Área Local sin cables) y trabajan en las bandas de frecuencias de 2.4, 3.6, y 5 GHz. Toda la información y datos que se van a mostrar a continuación pueden verse en [7] y [8].

El estándar IEEE 802.11 trabaja en medios sin cables, con lo que uno de los principales problemas a los que se deben enfrentar los diseñadores de WLAN's es la seguridad. En concreto para los estándares IEEE 802.11 se introduce a nivel de MAC un mecanismo de seguridad que protege los datos generados a través de un medio inalámbrico de posibles intrusos. Este mecanismo es conocido como WEP (Wired Equivalent Privacy – Privacidad equivalente a cableado) y se trata de un motor de cifrado que toma el contenido de datos de la trama y lo pasa a través de un algoritmo de cifrado RC4 que usa claves de 64 o 128 bits. Este mecanismo de cifrado ha sido mejorado pero queda fuera del tema de este proyecto.

En las pasadas décadas los sistemas WLAN estaban diseñados para trabajar en la banda frecuencial sin licencia de 2.4 GHz. Sin embargo en 802.11a se pasa a usar la banda de los 5 GHz, la cual ofrece mayor ancho de banda a la vez que los sistemas se hacen menos susceptibles a interferencias ya que la banda frecuencial de 802.11a no se comparte con otros sistemas como si ocurría en la banda de 2.4GHz en la que se compartía con sistemas como Bluetooth [7].

No todo son ventajas a la hora de usar 802.11a, y es que hay varias cosas a tener en cuenta cómo es que, al trabajar en una banda frecuencial mayor, los sistemas de transmisión necesitarán transmitir con una mayor potencia.

El espectro frecuencial es distinto de un continente a otro, por ejemplo en EE.UU se asigna un ancho de banda de 300 MHz en la banda de 5 GHz, fragmentados en dos bandas, para redes WLAN bajo las normas de la U-NII (Unlicensed-National Information Infrastructure – Infraestructura Nacional de Información-sin licencia). Por otro lado en Europa se asigna una sola banda de 455 MHz en la banda de los 5 GHz pero solo para redes HiperLAN WLAN. EL espectro frecuencial de la banda de los 5 GHz de cada una de las regiones puede verse en la figura 3.2.



Figura 3.2. Espectro frecuencial en la banda de 5 GHz, [7].

Cuando el IEEE 802.11 comenzó a evaluar el estándar 802.11a, decidieron que se usara la tecnología OFDM para sistemas WLAN de la banda de 5 GHz y se eligió así por la capacidad de OFDM para mitigar el multitrayecto.

Mientras se llevaba el desarrollo de IEEE 802.11a, el ETSI (European Telecommunications Standards Institute – Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones) decidió desarrollar una alternativa al estándar IEEE 802.11a, lo que llamaron HiperLAN2 que también estaba basado en OFDM. La mayor parte de la capa física de los dos estándares es muy similar lo que podía dar a entender que podría haber sistemas que trabajaran con ambos estándares, el problema residía en que la capa MAC es muy diferente, con lo que en la práctica, no es posible.

En el caso de la HiperLAN2 las especificaciones de la capa física para 802.11a son similares aunque los radios compatibles con la especificación no están autorizados a trabajar en la banda de los 5 GHz, según las normas ETSI.

3.1.1 Estándar 802.11a

El estándar 802.11a, como se ha dicho en los párrafos anteriores, trabaja en la banda de los 5 GHz y usa 52 subportadoras OFDM por canal, de las que 48 subportadoras son de información mientras que las otras 4 restantes son subportadoras piloto usadas en demodulación coherente para realizar un seguimiento de la fase. Estas portadoras pueden estar moduladas por BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) o 64QAM, además, entre subportadoras existe una separación de 0.3125 MHz, con todo esto se tiene un ancho de banda ocupado de 16.6 MHz.

En cuanto al reparto frecuencial de portadoras en el espectro, por ejemplo en la banda U-NII se tienen 8 portadoras repartidas en 200 MHz (5.150 – 5.350 GHz), en la parte baja del espectro y 4 portadoras repartidas en 100 MHz (5.725 - 5.825 GHz), en la parte más alta del espectro. Los canales están equiespaciados 20 MHz lo que permite altas tasas de bit. Todo esto se puede ver en la figura 3.3.

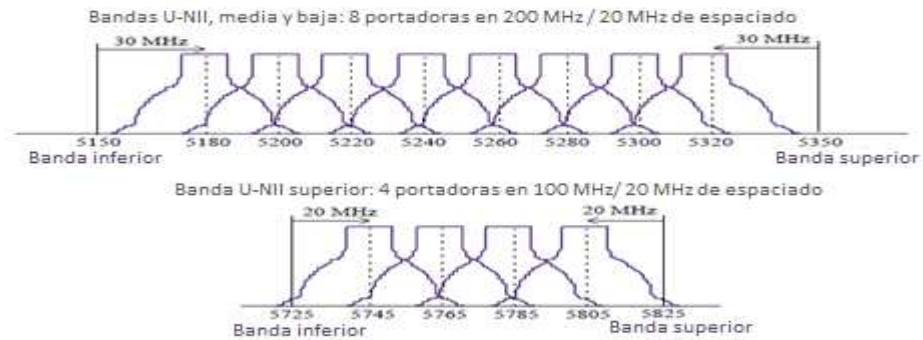


Figura 3.3. Banda de los 5 GHz para IEEE 802.11a, [7].

Este estándar cuenta con una tasa teórica máxima de datos de 54 Mbpsⁱ, aunque permite obtener velocidades inferiores si es necesario, como 48, 36, 24, 18, 12, 9 y 6 Mbps. El estándar 802.11a está diseñado para servir a aplicaciones que requieren tasas superiores a los 11 Mbps en la banda de los 5 GHz. Además cuenta con 12 canales sin solapamiento, de los cuales 8 son para red inalámbrica y 4 para conexiones punto a punto.

En cuanto a la duración de los símbolos es de 4 μ s en los que se incluye un periodo de guarda, de 800 ns, que proporcionan un excelente rendimiento en canales de hasta 250 ns de dispersión de retardo.

También se ha dicho que el estándar 802.11a está basado en OFDM ya que ayuda a mitigar el multitrayecto aunque de forma complementaria, también se usa codificación convolucional de tasa 1/2 con modulaciones como BPSK, QPSK y 16QAM para obtener velocidades de transmisión de 6, 12 y 24 Mbps, aunque se pueden realizar otras muchas combinaciones con el objetivo de aumentar la velocidad de transmisión, por ejemplo con tasas de 2/3 y 3/4 combinadas con 64QAM obtenemos velocidades de 54 Mbps, algunas de estas combinaciones pueden verse en la tabla 3.1.

ⁱ En escenarios reales se consiguen tasas medias de 20Mbps.

Tasa binaria (Mbps)	Modulación	Tasa de codificación	Bits codificados por subportadora	Bits codificados por símbolo OFDM	Bits de información por símbolo OFDM
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16QAM	1/2	4	192	96
36	16QAM	2/3	4	192	144
48	64QAM	1/2	6	288	192
54	64QAM	3/4	6	288	216

Tabla 3.1. Parámetros dependientes de tasa de codificación, [7].

3.2 Estándar 802.16

La norma 802.16 son un conjunto de estándares usados para la implementación de redes de banda ancha en WMAN (Wireless Metropolitan Area Networks – Redes Inalámbricas de Área Metropolitana) que conjuntamente con el estándar europeo HiperLAN son oficialmente conocidas por el IEEE como WirelessMAN, aunque fue comercializado bajo el nombre WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access – Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas) [11]. Este estándar proporciona accesos concurrentes en áreas de hasta 48 kilómetros de radio y a velocidades de hasta 70 Mbps. Toda la información y datos que se van a mostrar a continuación pueden verse en [9] y [10].

Como ya se comentó con anterioridad estos estándares únicamente especifican la MAC y la capa PHY (physical - física) y al igual que antes la MAC soporta múltiples implementaciones de la capa PHY.

Este estándar permite la interoperabilidad de varios proveedores de productos inalámbricos de banda ancha, ofreciendo una mayor innovación y rentabilidad. Ofrece alternativas de acceso de banda ancha a la telefonía fija a la vez que trata de acelerar la comercialización de los sistemas inalámbricos de banda ancha. Una de sus ventajas es dar servicios de banda ancha en zonas donde el despliegue de cable o fibra por la baja densidad de población presenta unos costes por usuario muy elevados (zonas rurales).

El único organismo habilitado para certificar el cumplimiento del estándar y la interoperabilidad entre equipamiento de distintos fabricantes es el WiMAX Forum, todo equipamiento que no cuente con esta certificación, no puede garantizar su interoperabilidad con otros productos.

Los perfiles del equipamiento que existen actualmente en el mercado, compatibles con WiMAX, son exclusivamente para las frecuencias de 2,5 y 3,5 GHz como puede comprobarse en la base de datos de WiMAX Forum.

El rango de frecuencias que ocupa el espectro del IEEE 802.16 es muy amplio. La primera versión de IEEE 802.16 usaba el rango de frecuencias de entre 10-66 GHz, lo que requería torres LOS (Line Of Sight – Línea de Visión Directa) pero se evitaban problemas de multitrayecto. Con las siguientes versiones del IEEE 802.16 se comenzó a usar el espectro entre 2-11GHz, de tal manera que dejaba de ser necesario el uso de torres LOS pero se introducían problemas de multitrayecto. Así, se tuvo que introducir nuevas funcionalidades en la capa PHY como eran métodos para la mitigación del multitrayecto, y además aparece una nueva tecnología conocida como MIMO (Multiple Input Multiple Output – Entrada Múltiple Salida Múltiple) que consistía en el uso de varias antenas tanto para recepción como transmisión; También se pasa a usar OFDM y OFDMA como tecnologías para la transmisión de información. En la tabla 3.2 se muestra un resumen de los rangos frecuenciales usados para cada una de las tecnologías.

Sistema	Rango frecuencial	Alternativas de duplexación
WirelessMAN-SC	10-66 GHz	TDD/FDD
Fixed WirelessMAN-OFDM	< 11GHz	TDD/FDD
WirelessMAN-OFDMA TDD Release 1.0	< 11GHz	TDD
WirelessMAN-OFDMA TDD Release 2.0	< 11GHz	TDD
WirelessMAN-OFDMA FDD Release 1.0	< 11GHz	FDD
WirelessHUMAN	< 11GHz	TDD

Tabla 3.2. Tabla resumen para los distintos rangos frecuenciales, [9]

En cuanto al modelo de referencia que usa el estándar 802.16, se puede observar en la figura 3.4 como la capa MAC se divide en tres subcapas. La CS (Convergence Sublayer – Capa de convergencia) que se encarga de proporcionar las principales características de las redes

externas recibidas, a través de los SAP (Service Access Point – Puntos de acceso al servicio), en forma de MAC SDU's (Service Data Units – Unidades de Información de Servicio) por la MAC CPS (Common Part Sublayer – Subcapa de parte Común), a través de la MAC SAP. Se proporcionan múltiples CS con el objetivo de poder interactuar con diferentes protocolos.

La MAC CPS es la que se encarga de dar la funcionalidad a la capa MAC ya que se encarga de asignar anchos de banda, establecer y mantener conexiones.

Por último se tiene la subcapa de seguridad que se encarga de autenticar, del intercambio de claves y del cifrado.

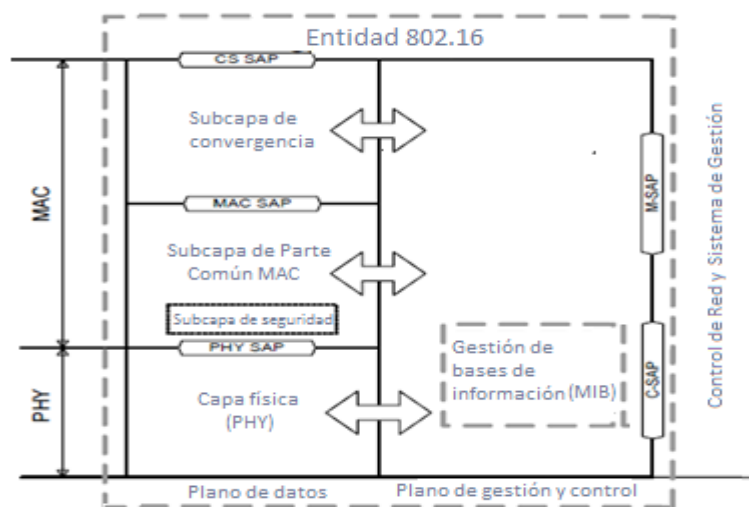


Figura 3.4. Modelo de referencia de 802.16, [9]

Además, los datos, el control de PHY y las estadísticas son recibidos en la PHY, procedentes de la MAC, a través de la PHY SAP.

Como los dispositivos 802.16 pueden ser parte de una gran red y así requerir interfaces con los sistemas de control y gestión, se usa una NCMS (Network Control and Management System – Red de Control y Gestión de Sistemas) que son usadas como “cajas negras” y contienen estos sistemas de control y gestión. De esta forma se permite que tanto la capa MAC como la PHY sean siempre iguales independientemente de cuál sea la arquitectura de red a la que pertenece o cual sea el protocolo que se use, lo que proporciona una gran flexibilidad. Los NCMS están situados tanto en las BS (Base Station – Estaciones Bases) como en los SS (Subscriber Station – Estaciones Subscritas) o MS (Mobile Station – Estación Móvil). La NCMS incluye un CSAP (Control SAP) y un MSAP (management SAP – SAP de Gestión) que se

encargan del control y mantenimiento de las capas superiores. Las capas que recorren la información entre BS y MS o SS usando este protocolo, se puede ver en la figura 3.5.

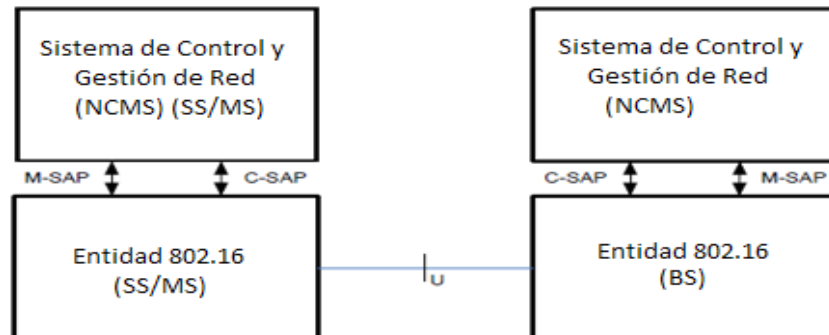


Figura 3.5. Modelo de referencia de redes en 802.16, [9].

Un esquema de red puede verse en la figura 3.6 que aparece a continuación.

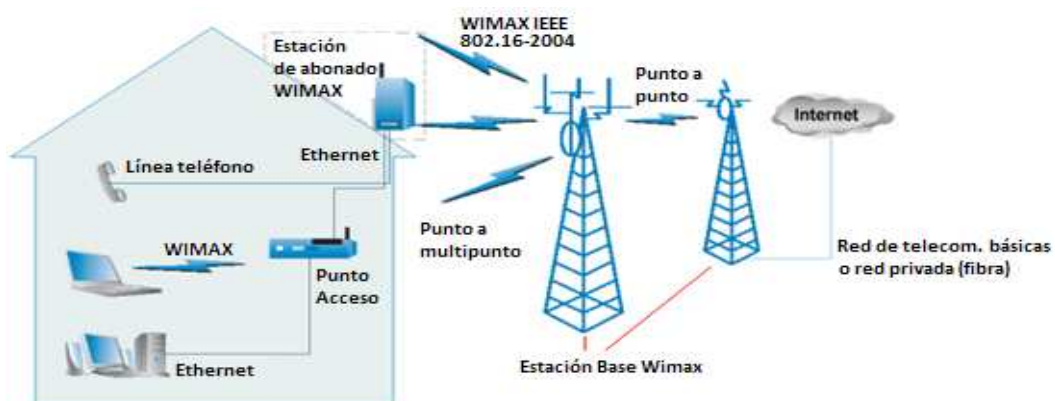


Figura 3.6. Esquema del uso de Wi-Fi y WiMAX, [12].

3.2.1 Estándar 802.16e

Este estándar es comercialmente conocido como WiMAX móvil y se basa en todo lo dicho para el estándar IEEE 802.16, con el objetivo de poder proveer de conexiones de banda ancha a las MS que estén en movimiento.

En cuanto a la capa física el *profile* IEEE 802.16e utiliza OFDMA para transportar datos, además usa el espectro menor de 6 GHz, usando anchos de banda de entre 1,25 MHz y 20MHz y con un máximo de 2048 subportadoras. Soporta modulación y codificación adaptativa, con lo que en condiciones de buena señal se puede llegar a usar hasta codificaciones de 64QAM, por el

contrario en escenarios donde la recepción de la señal es mala se usa codificaciones como la BPSK, mientras que en escenarios intermedios, codificaciones como la QPSK o la 16QAM son muy eficientes.

Para la capa MAC en la CS se definen tecnologías como Ethernet, ATM (Asynchronous Transfer Mode – Modo de Transferencia Asíncrono) e IP (Internet Protocol – Protocolo de Internet). Además tiene las mismas características que se han comentado para la capa MAC del IEEE 802.16, incluyendo la subcapa de seguridad y algunos métodos que permiten el ahorro de energía, usando métodos como el “*sleep mode*” y “*idle mode*” y mecanismos para realizar el handover.

El *profile* IEEE 802.16e está orientado a conexión, de tal forma que no es posible el traspaso de datos hasta que la conexión no está establecida.

Una tabla comparativa de varios estándares IEEE 802.16 puede verse en la tabla 3.3

	802.16	802.16a	802.16e
Espectro	10 - 66 GHz	< 11 GHz	< 6 GHz
Funcionamiento	LOS	NLOS	NLOS
Tasa de bit	32-134 Mbps con canales de 28MHz	Hasta 75 Mbps con canales de 20 MHz	Hasta 15MHz con canales de 5 MHz
Modulación	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM, con 256 subportadoras	QPSK, 16QAM, 64QAM, con 256 subportadoras
Movilidad	Sistema Fijo	Sistema Fijo	Movilidad pedestre
Anchos de banda	20, 25 y 28 MHz	Seleccionables entre 1,25 y 20 MHz	Seleccionables entre 1,25 y 20 MHz
Radio de celda típico	2 - 5 km	5 - 10 km	2 - 5 km

Tabla 3.3. Comparación de varios estándares IEEE 802.16, [11].

Capítulo 4

CANALES MULTITRAYECTO Y SISTEMAS MULTIPORTADORA

En este capítulo se va a introducir el problema del multitrayecto y se discutirá sobre cómo afecta en los sistemas multiportadora, en concreto OFDM, y como se mitiga el multitrayecto en estos sistemas.

4.1 Multitrayecto

En radio frecuencia, el objetivo es enviar una señal desde un emisor a uno o varios receptores, el problema es que la señal en su camino hacia el receptor sufre perturbaciones que hacen que varíe su forma y/o estado original.

El multitrayecto es un fenómeno muy común en todos los sistemas de radio comunicaciones, aparece cuando a un receptor llegan varias señales, que provienen de un mismo emisor, por trayectorias diferentes. Esto provoca que una misma señal tenga más amplitud que otra y que no todas lleguen en el mismo instante de tiempo.

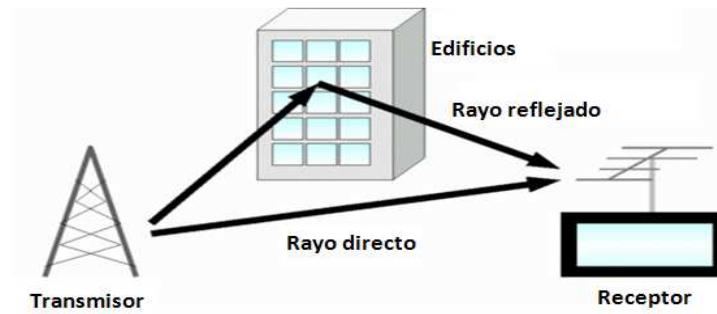


Figura 4.1. Ilustración del multitrayecto.

De la misma manera las señales también sufrirán desfases, lo que puede llegar a provocar que una señal multitrayecto anule a una señal directa. El desfase es un problema sobretodo en situaciones en las que la señal multitrayecto llega con más potencia que la señal directa (ocurre en medios en los que hay obstáculos que bloquean la visión directa del transmisor con el receptor), lo que provoca que la señal multitrayecto se convierta en la señal dominante haciendo que el receptor pueda cometer errores. Todo esto provoca que se produzcan desvanecimientos selectivos en frecuencia.

Dependiendo del tipo de aplicación, el multitrayecto, tendrá unas características u otras:

- Receptores móviles: el multitrayecto tiene una alta variabilidad ya que su entorno varía constantemente.
- Estaciones fijas: el multitrayecto se repite con la misma configuración geométrica.
- Satélites: en este caso el multitrayecto es causado principalmente por la propia estructura del satélite, por lo que se repite en un sistema de referencia que siga la orientación del satélite.

La creciente aplicación de las redes inalámbricas de área local (WLAN) requiere el constante desarrollo de técnicas de transmisión, protocolos y tecnología que permitan cada vez mayor capacidad de servicios de comunicación en un medio de transmisión hostil y de espectro limitado, como es el canal inalámbrico con propagación multitrayecto. El conocimiento de las características del canal de propagación es clave para el diseño y desarrollo de los sistemas de transmisión que usan este medio, por lo que las mediciones del canal y su caracterización es fundamental para desarrollar modelos que describan adecuadamente los distintos escenarios de aplicación y permitan por ejemplo evaluar desarrollos por simulación, [13].

Dada la naturaleza cambiante del canal inalámbrico multitrayecto, escenarios en los que se usa OFDM, es necesario evaluar parámetros en forma estadística como son el tiempo de coherencia y el ancho de banda de coherencia, características que cuantifican fenómenos que son independientes ya que por una parte el tiempo de coherencia da una medida de cómo de rápido cambia el canal, y por otra parte el ancho de banda de coherencia indica una medida de cómo de dispersa temporalmente es la propagación en el medio. En términos simples, se puede resumir que la variación temporal se debe a la movilidad de los dispersores que provocan los multitrayectos, y la dispersión temporal se debe a las distancias relativas a que se encuentran los dispersores, un determinado conjunto de dispersores puede tener alta o baja movilidad y alta o baja dispersión espacial (que se traduce en dispersión temporal por la propagación de las ondas electromagnéticas).

En general el canal inalámbrico multitrayecto siempre es variante y dispersivo, pero su efecto tiene mayor o menor impacto en la transmisión según la relación del tiempo de coherencia (relacionado con el desplazamiento de Doppler) y ancho de banda de coherencia (dispersión temporal) con la tasa de cambio de la señal transmitida, es decir con el ancho de banda de transmisión. Si el tiempo de coherencia del canal es menor/mayor que el período de señalización se dice en general que el canal es rápido/lento, y si el ancho de banda de coherencia del canal es menor/mayor que el ancho de banda de la señal se dice en general que el canal es selectivo/no-selectivo en frecuencia (no-plano/plano en frecuencia).

En caso de ser el canal rápido y/o selectivo, la señal transmitida sufre una distorsión que puede deteriorar drásticamente la calidad de la información recibida, si el canal no introduce una fuerte distorsión su característica variante puede producir desvanecimientos profundos que en promedio degradan la calidad de servicio.

Para mitigar la distorsión y degradación de la señal recibida se utilizan diversas técnicas que atacan primero la distorsión y luego el desvanecimiento, lo primero se puede combatir por ejemplo con ecualización, espectro ensanchado, OFDM, transmisión de señal piloto, modulaciones robustas, codificación y entrelazado, etc., y lo segundo por ejemplo con codificación de canal, diversidad (espacial, frecuencia, temporal, polarización, etc), codificación de canal, etc.

4.2 OFDM en multitrayecto

En canales con desvanecimientos selectivos en frecuenciaⁱ el usar modulaciones OFDM, permite evitar el uso de ecualizadores ya que, como se comentó en el capítulo 2, con OFDM se consigue alargar la duración del símbolo, de forma que el símbolo se vea notablemente menos afectado por los desvanecimientos selectivos o lo que es lo mismo por el multitrayecto, que suele ser el que los produce. La banda de la señal es particionada en múltiples sub-bandas, obteniendo una menor tasa de símbolo que la señal original, el objetivo es que la tasa de símbolo en cada portadora se vea reducida de tal manera que sea inferior al ancho de banda de coherencia del canal y así se evitará la selectividad en frecuencia. De una forma más resumida se puede decir que al usar OFDM cada portadora ve aproximadamente una respuesta plana de tal manera que se evita el uso de ecualizadores.

Como ya se ha comentado, la presencia de multitrayecto provoca que en el receptor la señal recibida esté compuesta por la superposición de múltiples réplicas de la señal transmitida con diferentes amplitudes y retardos. Esto se traduce en un ensanchamiento temporal de la señal, pudiéndose llegar a producir solapamientos entre símbolos adyacentes dando lugar a la aparición de interferencias. Estas dos interferencias son la ISI y la ICI que ya se comentaron en el capítulo 2 y también se vio como el prefijo cíclico conseguía eliminar tanto la ISI como ICI de tal forma que en el receptor se recibirá la señal libre de interferencias.

4.3 Modelos de canal: HiperLAN2 y UMTS

En este apartado se van a explicar algunos de aspectos más importantes de cada uno de los modelos de canales más usados para entornos en los que opera IMT-2000ⁱⁱ (International Mobile Telecommunications-2000 – Telecomunicaciones Móviles Internacionales-2000).

Los modelos de referencia son usados para estimar parámetros críticos, tales como espectro, cobertura y eficiencia de energía. Aunque el factor más importante para un canal móvil radio

ⁱ La selectividad en frecuencia viene producida por la dispersión temporal que produce el multitrayecto.

ⁱⁱ Es más conocido como 3G y es una generación de estándares para teléfonos móviles y servicios móviles que cumplen con las especificaciones de la ITU (International Telecommunication Union).

es la propagación multitrayecto que es lo que provoca la dispersión del canal y esto es lo que se va a tratar principalmente en estos modelos.

4.3.1 HiperLAN2

Este modelo contiene modelos de canales para interiores. En concreto hay cinco modelos que son el A, B, C, D, E correspondientes a cada uno de los medios en los que se ha considerado que las WLAN pueden estar funcionando. Según se puede ver en [14], los medios para los que se usa cada uno de los modelos son los siguientes:

- Modelo A: medio típico de oficina.
- Modelo B: espacios abiertos con NLOS (Non Line Of Sight – Línea de Visión No Directa) o para medios de oficina con mucha dispersión en los retardos.
- Modelo C: espacios abiertos pero interiores.
- Modelo D: espacios abiertos interiores con LOS o para medios exteriores.
- Modelo E: medios exteriores con dispersión en los retardos.

Para estos modelos se ha utilizado un espaciado de taps no uniforme con el objetivo de reducir el número de taps a utilizar. Estos taps tienen una potencia media que va disminuyendo exponencialmente con el tiempo, así mismo todos los taps tienen unos estadísticos tipo *Rayleigh* excepto el primer tap que es tipo *Rice* con K factor de 10. De la misma manera para todos los taps se considera un efecto Doppler que viene dado por una velocidad del terminal de unos 3 m/s.

Para los casos que se van a tratar en este proyecto, los modelos que nos interesan son los modelos A y B. En la tabla 4.1 se pueden ver las características de los taps para los modelos A y B respectivamente.

Anteriormente cuando se describían los modelos se comentó el modelo A como un medio típico de oficina mientras que del modelo B se dijo que se trataba de un modelo para espacios abiertos con NLOS o para medios de oficina con mucha dispersión en los retardos. Esto se puede apreciar en el delay máximo y es que el modelo B tiene un retardo máximo (720 ns) mucho mayor que en el modelo A (390 ns), esto es porque en el modelo B hay muchos más reflectores que en los que se consideran en el modelo A. También se puede ver como la potencia media de cada tap es mayor en el modelo A (para un número menor de 10 taps) y

esto es principalmente porque los taps en el modelo A sufren menos atenuación, al tener menos reflexiones, que en el modelo B. De misma manera se puede apreciar como la señal en ambos modelos, está atravesando un canal con NLOS, esto se puede apreciar debido a que el factor de Rice es 0, lo que indica que no hay un LOS dominante y se aplicará un modelo Rayleigh.

Nº Taps	HiperLAN2A				HiperLAN2B			
	Delay (ns)	Potencia media relativa (dB)	K Ricean	Espectro Doppler	Delay (ns)	Potencia media relativa (dB)	K Ricean	Espectro Doppler
1	0	0.0	0	Clásico	0	-2.6	0	Clásico
2	10	-0.9	0	Clásico	10	-3.0	0	Clásico
3	20	-1.7	0	Clásico	20	-3.5	0	Clásico
4	30	-2.6	0	Clásico	30	-3.9	0	Clásico
5	40	-3.5	0	Clásico	50	0.0	0	Clásico
6	50	-4.3	0	Clásico	80	-1.3	0	Clásico
7	60	-5.2	0	Clásico	110	-2.6	0	clásico
8	70	-6.1	0	Clásico	140	-3.9	0	Clásico
9	80	-6.9	0	Clásico	180	-3.4	0	Clásico
10	90	-7.8	0	Clásico	230	-5.6	0	Clásico
11	110	-4.7	0	Clásico	280	-7.7	0	Clásico
12	140	-7.3	0	Clásico	330	-9.9	0	Clásico
13	170	-9.9	0	Clásico	380	-12.1	0	Clásico
14	200	-12.5	0	Clásico	430	-14.3	0	Clásico
15	240	-13.7	0	Clásico	490	-15.4	0	clásico
16	290	-18.0	0	Clásico	560	-18.4	0	Clásico
17	340	-22.4	0	Clásico	640	-20.7	0	Clásico
18	390	-26.7	0	Clásico	730	-24.6	0	Clásico

Tabla 4.1. Características taps HiperLAN2A y HiperLAN2B, ambos tomados para condiciones NLOS, [14].

4.3.2 UMTS

En este caso se van a considerar tres posibles escenarios en los que ya la velocidad del terminal deja de ser constante.

4.3.2.1 Medio interior de oficina

Este entorno se caracteriza por tener células de transmisión pequeñas y de baja potencia de transmisión. Tanto los usuarios (viandantes) como las estaciones base se encuentran situadas en el interior. Al igual que ocurría en HiperLAN2A y HiperLAN2B va existir mayor o menor dispersión en los retardos en función del mobiliario que contenga la oficina. Así mismo en este modelo aparecerán desviaciones en frecuencias debidas al efecto Doppler que dependerá de la velocidad de caminar de los usuarios.

Las pérdidas por atenuación en este modelo se pueden definir mediante:

$$L = 37 + 30 \log_{10}(R) + 18.3 \cdot n^{\left(\frac{n+2}{n+1} - 0.46\right)} \quad (4.1)$$

donde: R , es la distancia entre el transmisor y el receptor (m)

n , número de plantas en el camino

4.3.2.2 Medio exterior a interior y para viandantes

Este medio también está caracterizado tener células de transmisión pequeñas y de baja potencia de transmisión. En este caso las estaciones base están situadas en el exterior y los usuarios viandantes pueden estar en el exterior o en interior.

Las pérdidas de atenuación en este caso vienen dadas por:

$$L = 40 \log_{10}(R) + 30 \log_{10}(f) + 49 \quad (4.2)$$

donde: R , es la distancia entre el transmisor y el receptor (km)

f , es la frecuencia de portadora. Para IMT-2000 se sitúa en la banda de 2000 MHz.

4.3.2.3 Vehículo

Este medio se caracteriza por tener grandes células de transmisión y alta potencia de transmisión. El multitrayecto depende mucho del medio y es que en entornos rurales, la pérdida de energía en la señal por multitrayecto será mucho inferior a la pérdida que pueda haber en áreas urbanas o suburbanas. Las tasas de Desvanecimiento *Rayleigh* son fijadas por

la velocidad del vehículo, así tasas bajas son apropiadas para aplicaciones en las que se usan terminales estacionarios.

Las pérdidas en este caso vienen definidas por:

$$L = 40(1 - 4 \cdot 10^{-3} \Delta h_b) \log_{10}(R) - 18 \log_{10}(\Delta h_b) + 21 \log_{10}(f) + 80 \quad (4.3)^{iii}$$

donde: R , es la distancia entre el transmisor y el receptor (km)

f , es la frecuencia de portadora. Para IMT-2000 se sitúa en la banda de 2000 MHz.

Δh_b , altura de la antena de la estación base (m)

En tabla 4.2 se puede ver una comparación de los taps entre los tres modelos de canal.

Nº Taps	A		B		C	
	Delay (ns)	Potencia media (dB)	Delay (ns)	Potencia media (dB)	Delay (ns)	Potencia media (dB)
1	0	0	0	0	0	0
2	50	-3.0	110	-9.7	310	-1.0
3	110	-10.0	190	-19.2	710	-9.0
4	170	-18.0	410	-22.8	1090	-10.0
5	290	-26.0	-	-	1730	-15.0
6	310	-32.0	-	-	2510	-20.0

Tabla 4.2. Comparación entre modelos interior de oficina (A), exterior a interior y para viandantes (B) y Vehículo (C), [17].

ⁱⁱⁱ Modelo válido para un rango de Δh_b entre 0 y 50 m.

Capítulo 5

TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN

La característica fundamental de las comunicaciones inalámbricas es la utilización del medio radioeléctrico como canal de transmisión. Este canal cambia de manera aleatoria con el tiempo por varios motivos, como son la adición de ruido e interferencias y efectos de multitrayecto que sufre la señal debido a reflexiones y atenuaciones en su trayectoria hasta el receptor. Por este motivo son varias las técnicas usadas en las transmisiones OFDM para mantener la BER en unos niveles adecuados independientemente de cuál sea la calidad del canal.

5.1 Formación de símbolos y tramas

Las tramas de nivel físico que se enviarán van a depender del estándar que se vaya a utilizar. En esta sección se van a ver las tramas usadas en algunos de los estándares inalámbricos más conocidos como IEEE 802.11a, IEEE 802.16d y IEEE 802.16e. Además con el objetivo de aumentar la eficiencia del sistema, se verán las distintas posibilidades que hay para hacerlo dentro de cada uno de los estándares que se han comentado con anterioridad.

5.1.1 Tramas de IEEE 802.11a

La trama de nivel físico que se transmite se puede ver en la figura 5.1

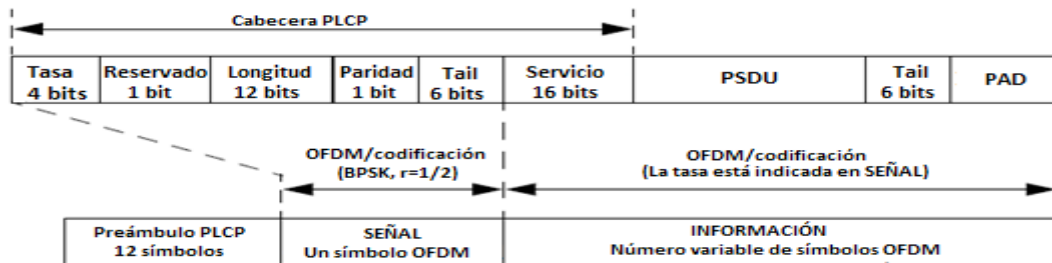


Figura 5.1. Trama nivel físico 802.11a, [8].

Sus campos son:

- Preámbulo PLCP: Este campo se utiliza para la sincronización de la transmisión. El contenido del Preámbulo PLCP son diez símbolos cortosⁱ y dos símbolos largosⁱⁱ tal y como se puede ver en la figura 5.2. Estos símbolos permiten entrenar al receptor para que pueda obtener los datos enviados de forma correcta.

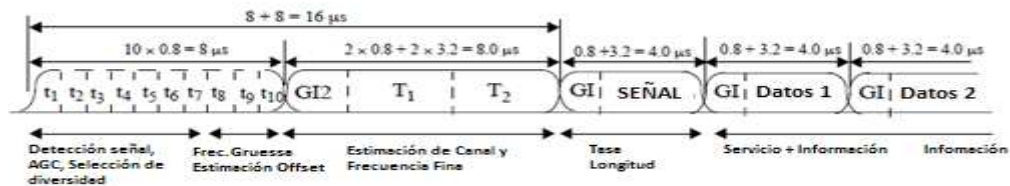


Figura 5.2. PLCP Preamble, [8]

- Signal: dentro de este campo hay dos campos de nivel superior importantes como son RATE, que determina la velocidad mediante 4 bits y LENGTH, que contiene el número de octetos enviados entre la MAC y PHY después de que se haya recibido una solicitud para iniciar la transmisión.
- Data: Contiene los símbolos OFDM

El profile 802.11a se caracteriza por organizar la transmisión de forma que agrupa todas sus portadoras en un solo grupo manteniendo la modulación de las portadoras durante toda la

ⁱ Consiste en 12 subportadoras moduladas por una secuencia dada en [8].

ⁱⁱ Consisten en 53 subportadoras moduladas por una secuencia dada en [8].

trama. En el momento que se detectan cambios en el canal y se decide cambiar la modulación, solo se podrá hacer sobre la siguiente trama, es decir IEEE 802.11a solo permite el cambio de modulación de una trama a otra. A esto se le denomina *link adaptation* (adaptación al enlace), el problema de esta adaptación al enlace es que se realiza en función de todas las subportadoras en media, lo que provoca que no todas las portadoras estén en sus condiciones óptimas de modulación, aunque reduce mucho la señalización necesaria.

5.1.2 Tramas de IEEE 802.16

Este estándar permite dos modos de trabajo en la capa PHY, bien se puede trabajar con OFDM para el profile 802.16d, más conocido como WiMAX fijo, o bien con OFDMA que se tratará del profile 802.16e conocido como WiMAX móvil.

5.1.2.1 IEEE 802.16d

La capa PHY de este estándar está basada en OFDM y se diseñó para operaciones NLOS en la banda de frecuencias por debajo de los 11 GHz.

El formato de trama que se va a enviar dependerá del modo en el que se esté trabajando, permitiéndose FDD (Frequency Division Duplexing – Duplexación por División en Frecuencia) y TDD (Time Division Duplexing – Duplexación por División en Tiempo). Dado que TDD es la duplexación más usada en la mayoría de las implementaciones, debido a las ventajas que presenta, se verá únicamente la trama PHY para TDD, figura 5.3.

Para el caso de TDD la transmisión DL (Down Link – Enlace de Bajada) y UL (Up Link – Enlace de Subida) se realizan en el mismo intervalo de tiempo con lo que cada trama estará formada por una subtrama de subida y una subtrama de bajada, como se puede ver en la figura 5.3.

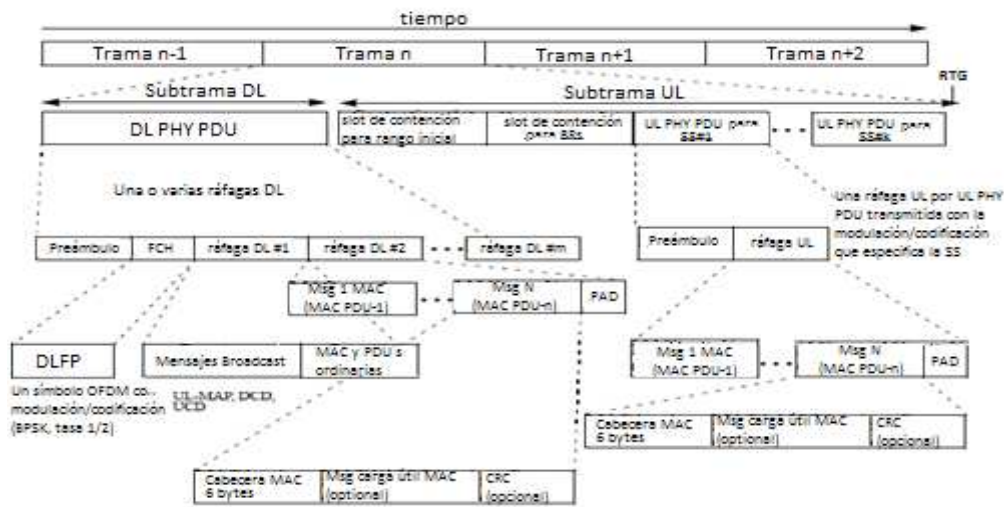


Figura 5.3. Trama TDD de IEEE 802.16d, [8].

En la figura 5.3 se puede ver como la subtrama DL está formada por:

- Preámbulo: al igual que ocurría en 802.11a este campo es usado para realizar la sincronización de la transmisión
- FCH (Frame Control Header – Cabecera Encargada Control): contiene un campo denominado DLFP (DL Frame Prefix – Prefijo del Marco DL) que se encarga de especificar la longitud y perfil de uno o varios de las ráfagas DL que aparecen a continuación del campo FCH
- Ráfaga DL: Son símbolos OFDM que contienen los mensajes de la MAC (MAC PDU) y puede haber uno o varios pero siempre debe haber un número entero por esto en ocasiones hay que usar los bits de *pad*. El número máximo de ráfagas que puede haber por trama aparece en campo DLFP.

Entre la subtrama UL y la DL se puede apreciar una diferencia y es que la subtrama DL puede contener varias ráfagas que contendrán cada uno de los mensajes que ha enviado la capa superior (MAC PDU) mientras que la subtrama UL únicamente contendrá una sola ráfaga que contendrá los mensajes enviados de la SS (Subscriber Station – Estación Subscriptora) a la BS (Base Station – Estación Base), estos mensajes irán modulados y codificados de la misma forma que la BS había enviado los mensajes a la SS, es por esto que la subtrama UL no es necesario

que lleve información sobre la ráfaga que contiene, es decir se elimina el campo FCH de la subtrama UL.

En este caso de 802.16d, sucede lo mismo que sucedía en la PHY de 802.11a y es que todas las subportadoras se agrupan en un único grupo y todas ellas tendrán la misma modulación que deberán mantener durante la duración de cada trama permitiendo el cambio de modulación, en caso de que el canal lo requiera, de una trama a otra. Y esto es así porque es el campo FCH el que lleva la información sobre la modulación que tienen las portadoras.

Aunque 802.16d permite también realizar una subcanalización en el UL permitiendo a las SS transmitir utilizando únicamente una fracción del ancho de banda que le asigna la BS, lo que proporciona mejoras y permite aumentar el rendimiento y/o un ahorro de batería en las SS.

Este estándar IEEE 802.16d define 16 subcanales, donde se pueden asignar 1, 2, 4, 8 o los 16 subcanales a una SS en el UL.

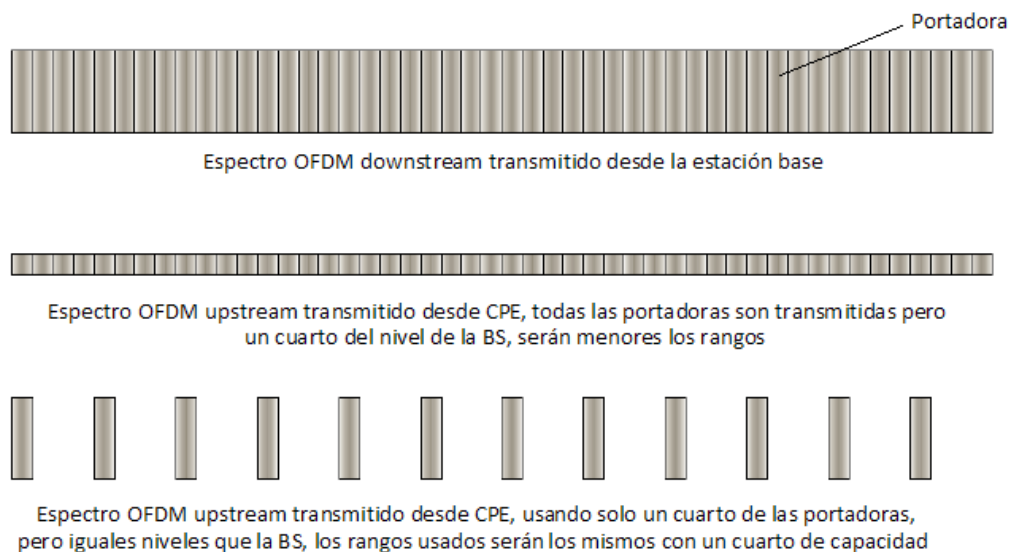


Figura 5.4. Efecto de la subcanalización, [8].

5.1.2.2 IEEE 802.16e

Estándar que está basado en OFDM, pero se apoyó en las bases de OFDMA con el propósito de poder dar servicio a distintos usuarios. En concreto en IEEE 802.16e se introdujo SOFDMA (Scalable OFDMA – OFDMA Escalable) que permite trabajar con 2048, 1024, 512 y 128

portadoras, en función del dispositivo con el que se trabaje, algunas de sus características aparecen en la tabla 5.1.

Parámetros	Valores			
Ancho de banda (MHz)	1.25	5	10	20
Tamaño FFT	128	512	1024	2048
Espaciado entre subportadoras	11.1607 KHZ			
Tiempo de símbolo	89.6 μ s			

Tabla 5.1. Características SOFDMA [16].

En 802.16d se vio que existían la posibilidad de hacer o no subcanalización al UL, en el estándar IEEE 802.16e tanto en el UL como en el DL siempre va a existir subcanalización de tal forma que los subcanales forman la unidad mínima de recursos de frecuencia asignados por la BS. Además al igual que ocurría en 802.16d se permitía comunicaciones FDD y TDD y también en 802.16e es el modo TDD el más utilizado, usando una trama de transmisión como la que aparecen en la figura 5.5.

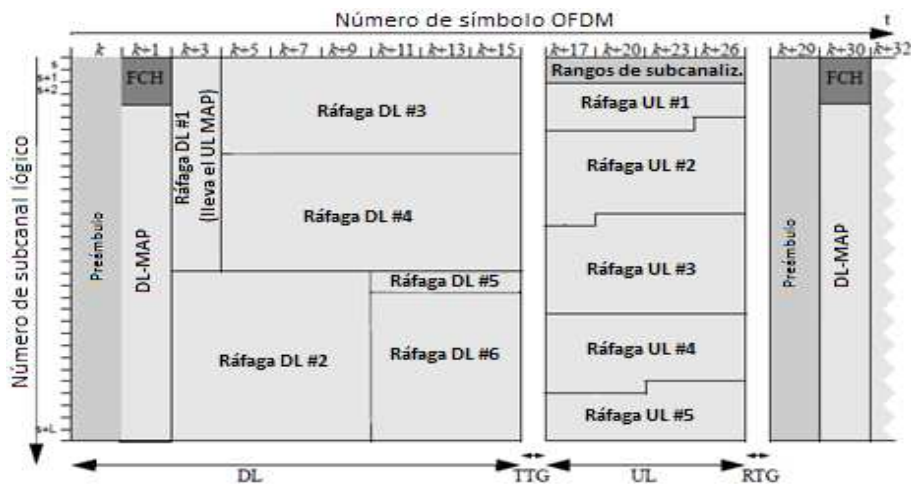


Figura 5.5. Trama TDD de IEEE 802.16e, [10].

Como se puede ver en la figura 5.5, la trama por tratarse de una trama en modo TDD está dividida en dos subtramas una para el DL y otra para el UL. Ambas separadas por el TTG (Transmitter/Receiver Transition Gap – Salto de Transición Transmisor/Receptor) y por el RTG (Receiver/Transmitter Transition Gap – Salto de Transición Receptor / Transmisor). Cada subtrama DL comienza por el campo preámbulo, seguido por el FCH y el DL MAP respectivamente. Como se puede apreciar estos campos tienen los mismos nombres que los

campos comentados para el IEEE 802.16e y es que básicamente estos campos tienen las mismas funciones que los anteriores.

Como anteriormente se ha comentado IEEE 802.16e realiza obligatoriamente una transmisión basada en la subcanalización. Así este estándar permitirá dos formas diferentes de constituir los subcanales, bien usando portadoras adyacentes o bien usando portadoras distribuidas pseudo-aleatoriamente en el espectro frecuencial. En general el esquema de subportadoras distribuidas obtiene buenos resultados en aplicaciones móviles [16] al introducir diversidad frecuencial, mientras que el esquema con portadoras adyacentes es usado en entornos con aplicaciones fijas o aplicaciones con baja movilidad.

- Subportadoras distribuidas

Un subcanal usa diferentes subportadoras distribuidas aleatoriamente en el ancho de banda del canal. Este esquema permite maximizar la diversidad de frecuencias, promedia la interferencia entre celdas y es el mejor esquema para medios en los que las características del canal cambian rápidamente.

- Subportadoras adyacentes

Para el caso de asignación de subportadoras adyacentes, un subcanal usa portadoras adyacentes que pueden ser elegidas de forma adaptativa, es decir se eligen las subportadoras de forma que tengan la máxima SNR (Signal to Noise Ratio – Relación Señal a Ruido), de esta forma se consigue que en la transmisión aparezca una *loading gain*, se puede ver en la figura 5.6. El uso de este esquema es muy apropiado para medios en los que el canal varía de forma lenta. Para una transmisión multiusuario como se produce en OFDMA las características del canal serán diferentes de uno a otro debido a la variación del canal con el tiempo, pero a cada usuario se le asignarán el conjunto de subportadoras que mayor ganancia le aporten.

Ya se ha visto que la asignación de portadoras puede hacerse de forma conjunta o de forma distribuida pero además hay distintos modos de hacerlo tanto para portadoras adyacentes como para portadoras distribuidas.

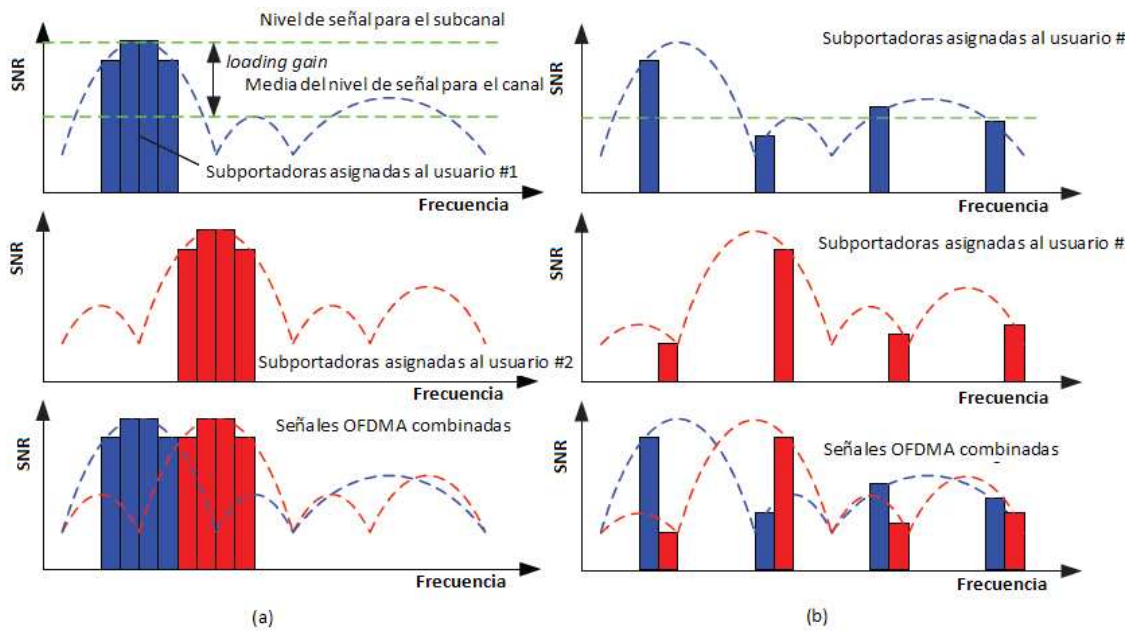


Figura 5.6. Asignación de subportadoras adyacentes (a) y distribuida (b), [16].

- Permutaciones subportadoras distribuidas en DL y UL: Partially Used Subchannelization (PUSC)

En DL PUSC, los subcanales son divididos y asociados a tres segmentos que pueden pertenecer a sectores de la misma celda. Este método emplea todos los subcanales y usa una diversidad de canal ya que distribuye las subportadoras asociadas a los subcanales usando un mecanismo diseñado para minimizar la probabilidad de hitsⁱⁱⁱ entre celdas y sectores adyacentes mientras que la diversidad en frecuencia minimiza la degradación debido al desvanecimiento rápido muy característico de los entornos móviles.

La estructura de símbolo DL PUSC está formada por subportadoras piloto, datos y nulas. El símbolo es primeramente dividido en grupos (*clusters*) y se asignan las subportadoras nulas. Las subportadoras de información y piloto se asignan dentro de cada grupo.

La figura 5.7 muestra la estructura de los grupos en el DL,

ⁱⁱⁱ Probabilidad de usar la misma subportadora en celdas o sectores adyacentes.

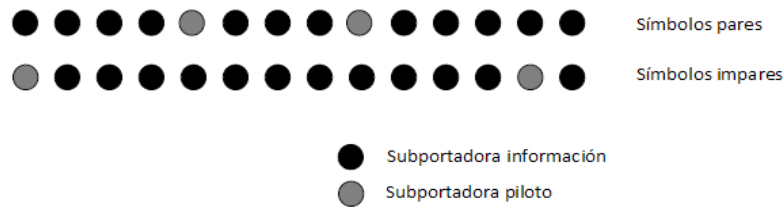


Figura 5.7. Estructura de símbolos usando DL PUSC [9].

Para el UL PUSC un slot está compuesto por tres símbolos OFDMA y un subcanal. Dentro de cada slot hay 48 subportadoras de información y 24 subportadoras piloto fijas. Cada subcanal está formado por 6 *tiles* y cada tile contiene 4 subportadoras activas como se muestra en la figura 5.8.

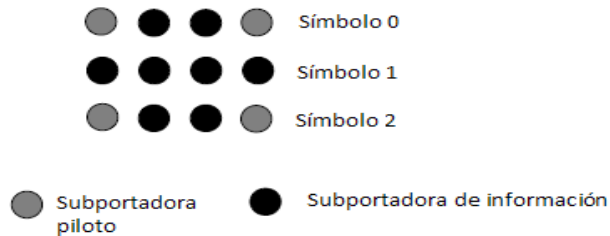


Figura 5.8. Estructura de símbolos usando UL PUSC [9].

Y en las tablas 5.1 y 5.2 se pueden ver el valor de algunos parámetros para distintos valores de la FFT y para DL PUSC y UL PUSC respectivamente

Parámetro	FFT 2048	FFT 1024	FFT 512	FFT 128
Número de subportadoras DC	1	1	1	1
Número de subportadoras de guarda a la izquierda	184	92	46	22
Número de subportadoras de guarda a la derecha	183	91	45	21
Número de subportadoras usadas	1681	841	421	85
Número de <i>clusters</i>	120	60	30	6
Número de subportadoras por <i>cluster</i>	14	14	14	14
Número de subportadoras de datos en cada símbolo pos subcanal	24	24	24	24
Número de Subcanales	60	30	15	3

Tabla 5.2. Parámetros DL PUSC [9].

Parámetro	FFT 2048	FFT 1024	FFT 512	FFT 128
Número de subportadoras DC	1	1	1	1
Número de subportadoras de guarda a la izquierda	184	92	52	16
Número de subportadoras de guarda a la derecha	183	91	51	15
Número de subportadoras usadas	1681	841	409	97
Número de subcanales	70	35	17	4
Número de <i>tiles</i>	420	210	102	24
Número de subportadoras por <i>tile</i>	4	4	4	4
<i>Tiles</i> por subcanal	6	6	6	6

Tabla 5.3. Parámetros UL PUSC [9].

- Permutaciones distribuidas de subportadoras en DL: Fully Used Subchannelization (FUSC)

De la misma manera que antes este método emplea una diversidad de canal distribuyendo las subportadoras asignadas a los subcanales.

La estructura de símbolo está formada por portadoras piloto, información y nulas. El símbolos es primeramente asignado con las subportadoras piloto y nulas correspondiente y las subportadoras restantes son usadas como subportadoras de información, esto dividirá en subcanales. También hay dos conjunto de subportadoras piloto variables y dos conjuntos de subportadoras piloto constantes.

En la figura 5.9 se puede ver la estructura de símbolo para el segmento 0 usando FUSC para el DL.

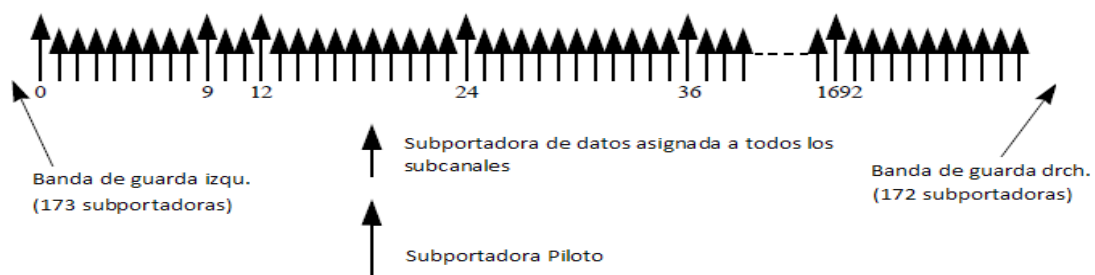


Figura 5.9. Estructura de símbolo usando DL FUSC [9].

Y en la tabla 5.4 se pueden ver el valor de algunos parámetros para distintos valores de la FFT y FUSC en el DL.

Parámetro	FFT 2048	FFT 1024	FFT 512	FFT 128
Número de subportadoras DC	1	1	1	1
Número de subportadoras de guarda a la izquierda	173	87	43	11
Número de subportadoras de guarda a la derecha	172	86	42	10
Número de subportadoras usadas	1703	851	427	107
Número de subportadoras de datos	1536	768	384	96
Número de subportadoras de datos en cada símbolo pos subcanal	48	48	48	48
Número de Subcanales	32	16	8	2

Tabla 5.4. Parámetros DL FUSC [9].

- Permutaciones de subportadoras adyacentes en DL y UL: Adaptive Modulation and Coding (AMC)

Una permutación de subportadoras adyacentes agrupa un bloque de subportadoras adyacentes para formar un subcanal. Estas permutaciones incluyen al DL AMC y UL AMC. La permutación AMC permite diversidad multiusuario al escoger subcanal con mejor respuesta de frecuencia. Las permutaciones de subportadoras adyacentes tienen mejor rendimiento en ambientes fijos, portátiles y de baja movilidad.

5.2 Codificación de canal

En este apartado se va a describir la codificación de canal, mediante la cual se va a añadir suficiente redundancia y protección a la señal para hacerla más robusta frente a interferencias que pueda sufrir y que pueda introducir errores.

Pero para ello deben existir varios compromisos entre:

- Ancho de banda
- Potencia transmitida
- Velocidad de transmisión
- Complejidad del receptor

Son varios muchos los algoritmos que existen para llevar a cabo la codificación de canal, pero se dividen en dos grupos, la codificación por bloques y a codificación convolucional.

5.2.1 Códigos bloque

En la codificación bloque, b bits a la entrada del codificador corresponden unívocamente a n bits a la salida, es decir los n bits a la salida únicamente depende de los b bits a la entrada, abreviadamente estos códigos quedan definidos por (n, b) , donde siempre $b < n$. Así se agregarán $n - b$ bits de redundancia.

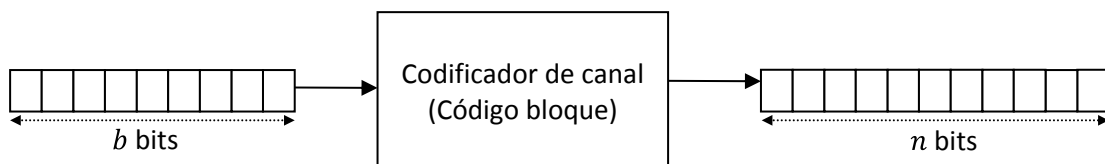


Figura 5.10. Codificador de canal mediante códigos bloque.

De esta manera se define la tasa de codificación r , como:

$$r = \frac{b}{n} \quad (5.1)$$

Estos códigos reciben el nombre de código bloque ya que necesitan la totalidad de los b bits a la entrada para poder generar la palabra codificada.

Los parámetros que definen a un código bloque son:

- Distancia de mínima de Hamming^{iv}, d_{min} , entre pares cualesquiera de bloques a la salida de un codificador lineal.
- Número máximo de errores que puede detectar

$$e = d_{min} - 1 \quad (5.2)$$

- Número máximo de errores que puede corregir un código

$$t = \left\lfloor \frac{d_{min}-1}{2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{e}{2} \right\rfloor$$

^{iv} La distancia de Hamming entre dos vectores es el número de posiciones con distinto valor

Algunos de los códigos bloque más comunes son:

- Códigos Hamming: son una clase muy sencilla de códigos bloque y quedan definidos por:

$$(n, b) = (2^m - 1, 2^m - 1 - m), \quad m = 2, 3, \dots \quad (5.3)$$

Se caracterizan por tener una $d_{min} = 3$ y son capaces de detectar 2 errores por lo que podrán corregir un error.

- Códigos Golay extendido: consiste en añadir al código Golay un bit de paridad. Con una $d_{min} = 7$ son capaces de corregir hasta 3 errores. Son más potentes que los códigos Hamming pero requieren un decodificador más complejo y una tasa de codificación más baja.
- Códigos BCH: se tratan de una generalización de los códigos Hamming que corrigen múltiples errores y son una familia de códigos cíclicos muy potente porque permiten una gran cantidad de parámetros como longitudes de bloque, tasas de codificación, tamaño de alfabetos y número de errores que son capaces de corregir. Para longitudes de bloque grandes, los códigos BCH son mejores que cualquier otro código.
- Códigos Reed-Solomon: son una subclase de los códigos BCH y se trata de códigos no binarios y es que estos códigos trabajan con símbolos en lugar bits, definiéndose cada símbolo por m bits consecutivos y se considerará un símbolo erróneo en recepción cuando al menos un bit del símbolo es erróneo.

Los códigos R-S consiguen d_{min} más grande posible para cualquier código lineal con los mismo valores de n (nº de símbolos codificados) y b (nº de símbolos a codificar). Siendo

$$d_{min} = n - b + 1 \quad (5.4)$$

De tal forma que su capacidad para corregir errores será de:

$$t = \frac{d_{min} - 1}{2} = \frac{n - b}{2} \quad (5.5)$$

Es por esto que se dice que para corregir t símbolos se necesita una redundancia de $2t$ símbolos ya que $2t = n - b$. Además los códigos R-S tienen un alfabeto de 2^m símbolos y tiene:

$$n = 2^m - 1 \quad (5.6)$$

$$b = 2^m - 1 - 2t \quad (5.7)$$

5.2.2 Códigos convolucionales

A diferencia de los códigos bloque, los códigos convolucionales necesitan no solo los b bits en la entrada, sino que también necesitan de los B bits en instantes anteriores, es decir son codificadores con memoria.

Un ejemplo de esto se puede ver en la figura 5.11 en la que se tiene un bit de entrada, $b = 1$, dos bits de salida, $n = 2$, y tres posiciones de memoria, $B = 3$. Siempre se realizará la suma en módulo dos.

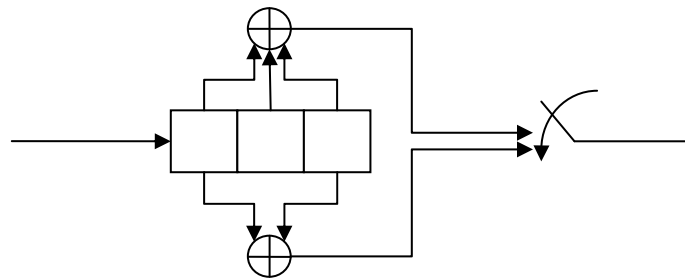


Figura 5.11. Codificador convolucional.

Hay otras formas de representar un codificador convolucional, por ejemplo mediante vectores de conexiones. Habrá tantos vectores como salidas haya en el codificador y cada uno de estos vectores contendrá un en las posiciones de memoria que hay sumar para conseguir los bits codificados. Por ejemplo los vectores de conexiones para la figura 5.11 serían:

$$\underline{g_1} = [1 \ 1 \ 1]$$

$$\underline{g_2} = [1 \ 0 \ 1]$$

5.2.3 Ganancia de codificación

Se define la ganancia de codificación, G , como la reducción requerida en la E_b/N_o para conseguir una P_e especificada del sistema codificado, comparando con el sistema sin codificar y usando en ambos misma características de transmisión. Esto se puede ver en la figura 5.12

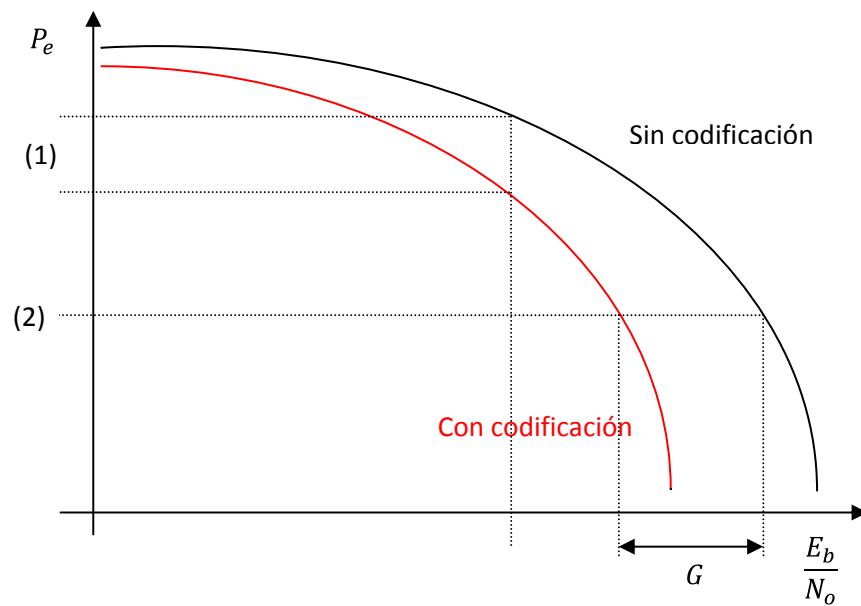


Figura 5.12. Ganancia de codificación.

Como se puede ver en (1), para una misma E_b/N_o , se consigue reducir la P_e al usar la codificación, mientras que en (2) se puede ver como para una misma P_e , con codificación se usa una E_b/N_o inferior a la que se usa en el caso de no usar codificación.

Además de la codificación en ocasiones se utilizan otros sistemas con el objetivo de hacer más robusta la señal enviada. Como por ejemplo el *interleaving* o entrelazado.

5.2.4 Entrelazado

Su objetivo es alterar la disposición temporal de los datos transmitidos de forma que el sistema sea robusto frente a errores a ráfagas. Y es que la mayoría de esquemas de codificación de canal están optimizados para errores que aparecen aleatoriamente, por esto cuando aparecen ráfagas de errores, la codificación de canal no funciona del todo bien mientras que si le añadimos el entrelazador conseguimos aleatorizar los errores, como se puede ver en la figura 5.13.

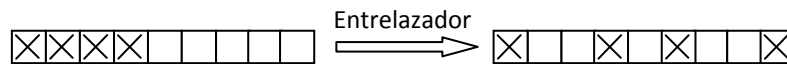


Figura 5.13. Aleatorización de errores mediante entrelazador.

En problema del uso de un entrelazador es que introduce retardos del tal forma que se restringe su uso a aplicaciones de datos ya que en aplicaciones de voz este retardo es crítico.

Existen varios tipos de entrelazadores, por una parte tenemos los periódicos y por otra parte los pseudoaleatorios.

Los entrelazadores bloque son un tipo de entrelazador periódico y se describen mediante una matriz de N filas y B columnas, de tal forma que en el entrelazador los símbolos se escribirán por columnas y se irán leyendo por filas mientras que el desentrelazador realizará la operación inversa.

Los entrelazadores pseudoaleatorios no tienen una permutación periódica con el tiempo, pero son más robustos en entornos en los que hay variaciones con las características de las ráfagas.

5.2.5 Codificación de canal en 802.11a y 802.16e

Como se verá a continuación la codificación de canal en 802.16e conlleva un mayor número de pasos que en 802.11a, lo que la hará más robusta la transmisión frente a errores.

5.2.5.1 802.11a

El profile 802.11a utiliza primeramente un codificación de canal para añadir redundancia a la información con el objetivo de hacerla más robusta frente a errores. Las tasas de codificación usadas son de $1/2$, $2/3$ y $3/4$. El codificador convolucional más usado en la industria lleva una tasa de codificación de $1/2$ y está formado por los polinomios generadores $g_0 = 133_8$ y $g_1 = 171_8$, que es precisamente el codificador convolucional que aparece en la figura 5.14.

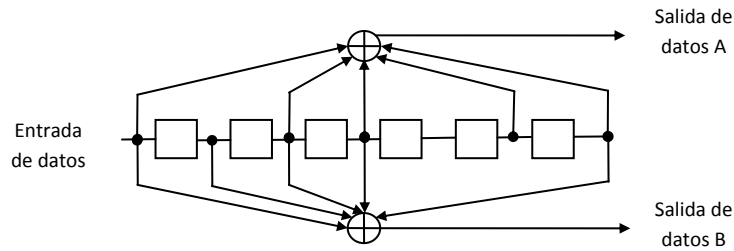


Figura 5.14. Codificador convolucional, [17]

Para conseguir tasas de codificación mayores se usa *puncturing*. El *puncturing* se trata de un procedimiento mediante el que se omiten en el transmisor algunos de los bits codificados (así se reduce el número de bits transmitidos y se incrementa la tasa de codificación) y en el receptor antes de la decodificación se insertan ceros en las posiciones en las que se han omitido bits.

El interleaving también forma parte de la codificación de canal, con el objetivo de poder evitar ráfagas de errores, de tal forma que bits adyacentes, estarán separados por varios bits a la salida del interleaver. De acuerdo con el estándar, todos los bits deben ser pasados por el interleaver con un tamaño de bloque correspondiente al número de bits de un símbolo OFDM, N_{CBPS} [8].

El entrelazado se realiza en dos permutaciones. La primera permutación se asegura de que bits codificados adyacentes sean colocados en subportadoras no adyacentes. La segunda permutación se asegura de que bits codificados adyacentes sean colocados alternativamente como bits más y menos significativos de la constelación, de esta forma se evitan longitudes largas.

De la misma manera habrá un desentrelazador en el receptor que se encargará de hacer la función inversa, con lo que también hará dos permutaciones.

5.2.5.2 802.16e

Como se ha comentado con anterioridad el proceso de codificación de canal para el profile 802.16e conlleva un mayor número de procesos que son los que aparecen en [10] y se pueden ver en la figura 5.15

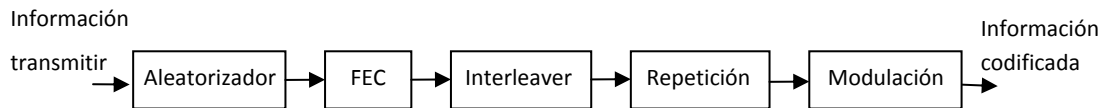


Figura 5.15. Codificación de canal para 802.16e, [10]

El módulo de repetición solo se usará en el caso de que se use una modulación QPSK.

- Aleatorizador: es el primer elemento que aparece en la codificación de canal y es así porque es usado para evitar secuencias de bits muy parecidas y que puedan haber aparecido como consecuencia de la codificación de fuente. Esta operación únicamente se aplica sobre los bits de información.
- FEC: se trata del proceso de codificación que se ha explicado con anterioridad, en el que se añadirán unos bits de redundancia con el objetivo de que en el receptor los posibles errores que pueda haber sufrido la información al atravesar el canal puedan ser detectados y en ocasiones corregidos. En este caso como se puede ver en [10] también se va a usar un codificador convolucional como el que aparece en la figura 5.15, de tal forma que se conseguirán tasas de codificación de $1/2$. En el caso de que se quieran tasa de $2/3$ o $3/4$ se usará *puncturing*.
- Interleaver: aparece con el mismo objetivo que aparece en 802.11a, el de hacer al sistema más robusto frente a errores de ráfagas introducidos por el canal. Además, en sistemas de codificación en los que se trabaje con una primera codificación con códigos bloque y después una codificación con códigos convolucionales, el interleaver permite (colocándolo entre ambos codificadores) que si el codificador convolucional tiene un error en ráfaga no todos los errores afecten al mismo bloque.
- Repetición: el código de repetición es usado para incrementar el margen de la señal sobre la modulación, es usado para la redundancia híbrida incremental.
- Modulación: los bits serán modulados según las constelaciones. Se permitirán modulaciones Gray que serán QPSK y 16QAM, soportándose opcionalmente la 64QAM. Estas constelaciones pueden verse en la figura 5.16.

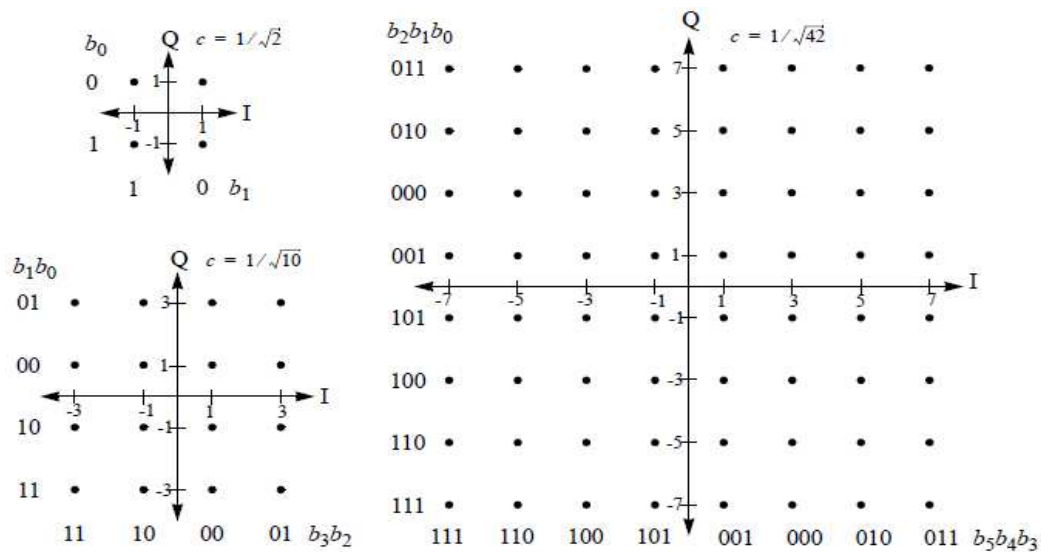


Figura 5.16. Constelaciones QPSK, 16QAM y 64QAM, [10]

Una vez modulada la información mediante las constelaciones, los símbolos son modulados en las subportadoras y a continuación puede aplicarse la permutación de portadoras comentadas en la sección anterior.

5.3 Estudio de receptores para distintos modelos

Son varios los ecualizadores que se pueden utilizar en el receptor, el uso de uno u otro vendrá dado por las características que presente el canal. En OFDM como se ha comentado con anterioridad se trabaja tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia, pero la ecualización siempre se hará en el dominio de la frecuencia.

5.3.1 Zero-forcing (ZF)

La ecualización por forzado de ceros se trata de la ecualización más simple y es que únicamente hay que dividir la señal recibida entre el vector de respuesta en frecuencia del canal. Sabiendo que en OFDM los símbolos una vez hecho el paso a frecuencia pasarán a tener una forma matricial que tendrá N filas, donde N son el número de subportadoras, y N_{OFDM} columnas, donde N_{OFDM} es el número de símbolos OFDM. La expresión del vector de símbolos recibidos en frecuencia, después de haber pasado por un canal con respuesta en frecuencia \underline{H} , se puede ver en la expresión 5.8.

$$\underline{R}(k) = \underline{S}(k) \cdot H(k) + \underline{N}(k) \quad (5.8)$$

donde: $\underline{S}(k)$ es el conjunto de símbolos enviados en la portadora k -ésima.

$\underline{N}(k)$ es el conjunto de componentes frecuenciales de ruido AWGN que afectan a la portadora k -ésima.

$H(k)$ respuesta en frecuencia del canal para la portadora k -ésima.

Con esto, la ecualización de la portadora k -ésima vendrá dada por la expresión 5.9

$$\underline{\hat{S}}(k) = \frac{\underline{R}(k)}{H(k)} = \frac{\underline{S}(k) \cdot H(k) + \underline{N}(k)}{H(k)} \quad (5.9)$$

donde: $\underline{\hat{S}}(k)$ es el vector que contiene los símbolos una vez ecualizados.

Como se puede deducir de la expresión 5.9 para SNR altas se conseguirá eliminar el efecto del canal además de eliminar el ruido AWGN. Pero la debilidad de este ecualizador viene a la hora de trabajar con SNR bajas ya que la expresión 5.9 provocará el efecto contrario al deseado, ya que por una parte si se conseguirá eliminar el efecto del canal sobre el vector de símbolos, pero a la vez se estará amplificando las componentes de ruido, de tal forma que la $\underline{\hat{S}}(k)$ se verá gravemente afectada.

Por esta razón es por la que para relaciones de SNR bajas conviene trabajar con el ecualizador MMSE (Minimum Mean Square Error – Mínimo Error Cuadrático Medio) que se presenta a continuación.

5.3.2 Minimum Mean Square Error (MMSE)

Como su propio nombre indica es un receptor que trata de minimizar el error cuadrático medio, además de conseguir minimizar la interferencia cocanal. En este caso a diferencia del ZF sí se va a tener en cuenta la varianza del ruido con lo que para SNR bajas este ecualizador tendrá el efecto deseado, consiguiendo minimizar tanto el ruido AWGN como el efecto del canal sobre el vector de símbolos $\underline{S}(k)$.

La expresión de este ecualizador se puede ver en la expresión 5.10

$$\hat{\underline{S}}(k) = \rho \cdot H^*(k) \cdot (\sigma_n^2 + \rho \cdot H(k)H^*(k))^{-1} \cdot \underline{R}(k) \quad (5.10)$$

donde: ρ es la SNR media, $\rho = \frac{E_s}{N_o}$

$H^*(k)$ respuesta en frecuencia conjugada del canal para la portadora k -ésima.

σ_n^2 es la varianza del ruido AWGN.

Para el caso de SNR altas se tendrá una $\sigma_n^2 \simeq 0$, de tal forma que el ecualizador MMSE converge en el ZF para altas SNR.

5.3.3 Maximum Likelihood (ML)

El receptor de máxima verosimilitud, es el receptor que mejores resultados ofrece, a cambio de un gran coste computacional. El ML lo que hace es estimar los símbolos recibidos calculando la distancia entre el símbolo recibido y el conjunto de posibles símbolos recibidos una vez que han pasado por el canal para finalmente elegir el símbolo con respecto al que menor distancia presenta, la expresión se puede ver a continuación.

$$\hat{\underline{S}}(k) = \underset{s}{\operatorname{argmin}} \|\underline{R}(k) - H(k)\underline{S}(k)\|^2 \quad (5.11)$$

El problema viene porque la minimización se realiza sobre todos los posible valores de \underline{S} de tal forma que para modulaciones superiores a 64QAM puede resultar prohibitivo el uso de este ecualizador debido al gran número de operaciones que se deben hacer.

Para las simulaciones que se van a realizar se va a poder comprobar cómo el ecualizador ZF ya es óptimo en comunicaciones SISO (Single Input Single Output – Entrada Única Salida Única), por el contrario existen artículos en los que se puede ver que el mejor ecualizador es el ML, además de que el MMSE obtiene mejores resultados para bajas SNR's que el ZF. Además para comunicaciones tanto SISO como MIMO (Multiple Input Multiple Output – Entrada Multiple Salida Multiple) y SNR altas los tres ecualizadores ofrecen iguales resultados.

Capítulo 6

DESARROLLO DEL SISTEMA A SIMULAR

6.1 Diagrama de bloques

A continuación se van a mostrar cada una de las secciones que forman parte de un sistema de comunicaciones basado en OFDM. Para explicar cada una de las partes dividiremos el sistema en tres partes: transmisor, canal y receptor. El diagrama de bloques puede verse en la figura 6.1.

6.1.1 Transmisor

Antes de nada lo primero será generar los bits que se van a transmitir. Durante toda transmisión el número de símbolos OFDM, N_{OFDM} y el número de subportadoras, N , permanece constante independientemente de cuál sea el índice de modulación con el que se realice la simulación, es por esto que el número de bits utilizados dependerá además del número de símbolos OFDM usados y del número de subportadoras, dependerá también de la modulación y del índice de codificación utilizado.

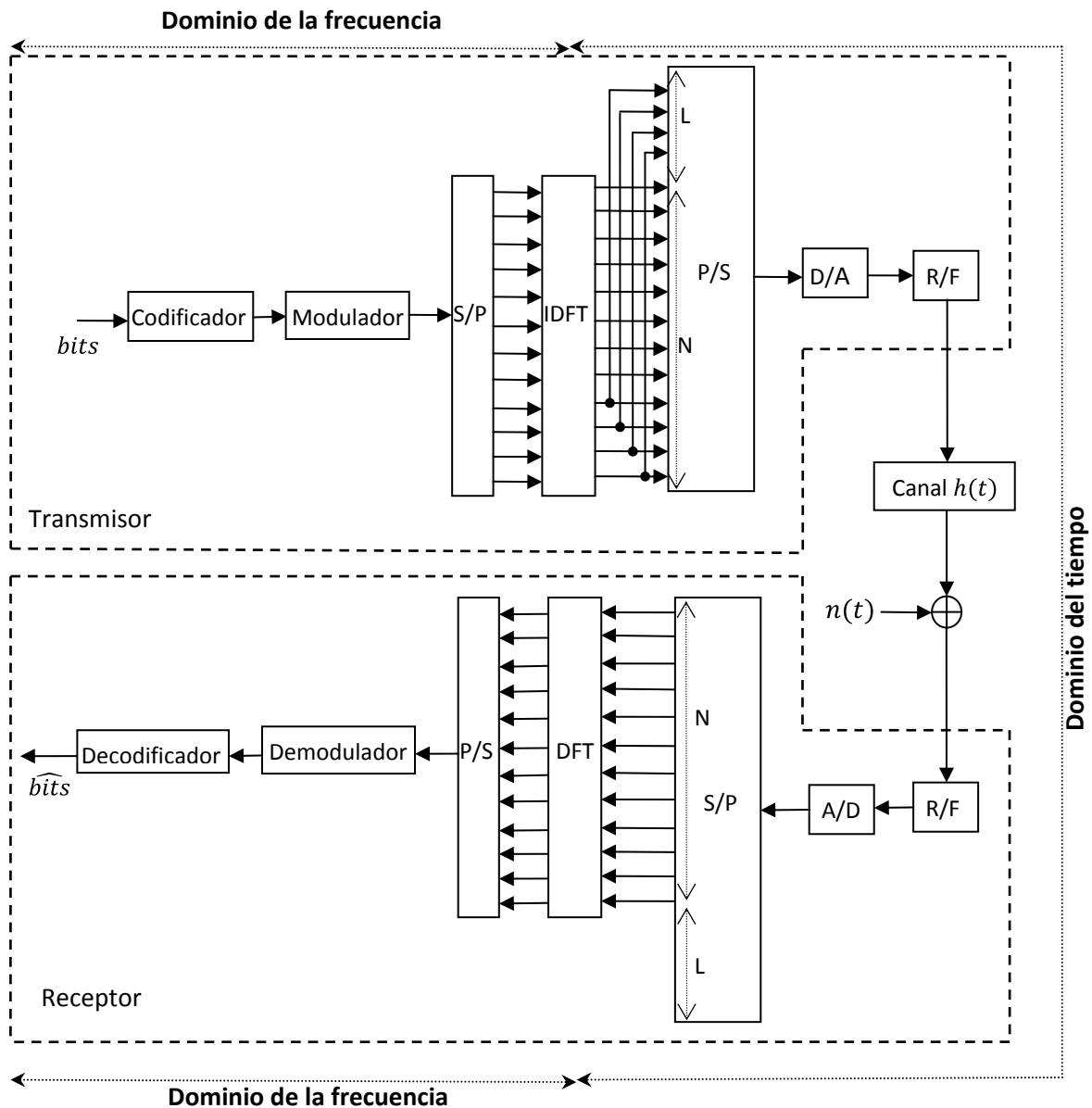


Figura 6.1. Diagrama de bloque OFDM.

- Codificador

Los bits generados para la transmisión pasan por el bloque de codificación con el objetivo de conseguir una transmisión con la menor cantidad de errores posibles. Para ello se usarán técnicas como las comentadas en el capítulo 5.

- Modulador

Existe un gran número de esquemas de modulación que pueden ser utilizados, aunque normalmente se usan BPSK, QPSK, 8QAM, 16QAM, 32QAM y 64QAM, de tal forma que se usarán desde 1 hasta 6 bits por símbolo y por subportadora.

- S/P

El bloque serie/paralelo es usado para reescribirⁱ en forma de matriz los símbolos generados para la transmisión. La matriz de dimensiones $N \times N_{OFDM}$ tiene como objetivo facilitar el cálculo de la IFFT del siguiente bloque.

- IFFT

En este bloque se realiza el paso del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. Recibirá la matriz generada en el bloque anterior y calculará la IFFT de tamaño N sobre cada una de las columnas.

- P/S

En este bloque primeramente se realiza la inserción del PC y a continuación se realiza el paso de paralelo a serie leyendo por columnas. La inserción del PC se realiza copiando las últimas muestras de cada símbolo OFDM y poniéndolas al principio del mismo, de forma matricial, consiste en tomar las L últimas muestras de cada columna y colocarlas al principio de la misma de tal forma que se pasará a tener una matriz de $(N + L)$ filas y N_{OFDM} columnas. A continuación es sobre esta matriz sobre la que se realiza el paso de paralelo a serie. Con esto ya se tienen los datos preparados para realizar la conversión digital a analógico y puedan transmitirse gracias al bloque de radiofrecuencia.

6.1.2 Canal

La señal pasará a través de un canal en el que en las simulaciones permitirán dos opciones, bien que la señal enviada solo se vea afectada por el AWGN (Additive White Gaussian Noise – Ruido Aditivo Blanco Gaussiano) o bien que además de afectar el AWGN, también afecte un canal selectivo en frecuencia modelo HiperLAN2B.

6.1.3 Receptor

El receptor deshace cada una de las operaciones que se realizan en el transmisor con el objetivo de poder obtener la mejor estimación posible de los símbolos enviados.

ⁱ Se reescribe los símbolos por columnas

- S/P

La señal con el conjunto de símbolos enviados, llega a este bloque después de que haya sido captada por el sistema de radiofrecuencia, RF, y el bloque A/D haya realizado la conversión analógico digital. El bloque S/P lo que hace es reescribir la secuencia de símbolos que llegan al transmisor en forma de matriz de tamaño $N \times N_{OFDM}$ de la misma forma que se hacía en transmisión, a la vez que elimina el PC. El PC en recepción no tiene ningún uso, con lo que se desecha sin más, sus principales objetivos son los de evitar la ISI y la ICI como se comentó en el capítulo 2. Con esto ya se tiene la matriz preparada para realizar la FFT.

- FFT

En este bloque se pasa de trabajar en el dominio del tiempo a trabajar en el dominio de la frecuencia, realizándose la FFT de N muestras. La FFT al igual que en transmisión se realiza por columnas, de tal forma que pasaremos a tener una matriz de dimensiones $N \times N_{OFDM}$ que contendrá a los símbolos en frecuencia.

- P/S

La matriz ya en frecuencia y sin PC se va leyendo por columnas y se van escribiendo en serie cada uno de los símbolos en frecuencia para su posterior demodulación.

- Demodulador

Primeramente se ecualizarán los símbolos recibidos mediante un ecualizador ZF para el caso de un sistema de comunicaciones SISO, con el objetivo de minimizar los efectos del canal y el AWGN y así poder proceder a continuación a una demodulación que obtenga una estimación lo más óptima posible del conjunto de bits enviados

- Decodificador

En el caso de que se haya añadido redundancia al conjunto de bits enviados es en el decodificador donde mediante el algoritmo de Viterbi se tratarán de detectar errores y en ocasiones corregirlos con el objetivo de obtener la menor probabilidad de error posible.

6.2 Principales parámetros del sistema

Para las simulaciones que se han realizado algunos de los parámetros más importantes han sido los que se nombran a continuación.

Como ya se ha comentado en el apartado anterior, tanto el número de símbolos OFDM, N_{OFDM} , como el número de subportadoras por cada símbolos OFDM, N , permanece constante. En este caso se ha tomado un número de símbolos OFDM de 10 y se van a usar 64 subportadoras por cada símbolo OFDM.

Otro de los parámetros a tener en cuenta es la longitud del PC, L , y es que tiene que haber un compromiso entre la redundancia y probabilidad de error. Si se introduce una longitud grande de PC se estará limitando la tasa de envío de bits útiles y en cuanto a la probabilidad de error, la probabilidad de error disminuirá a media que aumente el PC. Es por esto que hay que mantener un compromiso para mantener el sistema tanto en unas tasas de bits como probabilidades de error apropiadas. En las simulaciones se ha usado una L de 16 muestras.

También se han realizado simulaciones variando el índice de codificación, permitiéndose tasas de codificación de 1/2 y 2/3, además de la posibilidad de enviar los bits sin codificación. Estas son las tasas de codificación usadas ya que estándares como IEEE 802.11 e IEEE 802.16 son lo que usan.

El sistema de simulación está formado por tres bucles en cascada importantes, un primer bucle que contendrá las iteraciones de tal forma que cuanto mayor sea el número de iteraciones más se parecerán los resultados simulados a los teóricos. Un segundo bucle que contiene cada una de las SNR's con las que se realiza la simulación, cada una de estas SNR's pueden interpretarse además como un instante diferente ya que para cada una de ellas el canal varia. Estas SNR's comprenden rango en función de si se usa o no canal, por ejemplo para el caso en que no se esté usando canal, solo se añade a la señal AWGN, el rango de SNR's irá entre 0 dB's y 20 dB's, mientras que para el caso en que si se añada canal el rango de SNR estará entre 0 dB's y 70 dB's. Esto está hecho así con el objetivo de conseguir visualizar probabilidades de error entre 10^{-2} y 10^{-6} para las distintas modulaciones.

Por último existe un tercer bucle en el que se va variando la profundidad de modulación, se hacen simulaciones desde una BPSK hasta una 64QAM, pasando por QPSK, 8QAM, 16QAM y 32QAM.

6.3 Descripción del canal usado

Como se ha comentado otras tantas veces a lo largo de los capítulos, las simulaciones permiten trabajar con dos modelos de canal.

6.3.1 Modelo AWGN

En el caso de que se use esté modelo para realizar la simulación, únicamente afectará a la señal transmitida un ruido aditivo blanco y gaussiano.

Uno de las perturbaciones que puede sufrir una señal en un canal de comunicaciones es el conocido como ruido térmico. Este ruido está provocado por el movimiento desordenado de los electrones en un conductor y posee una densidad espectral de potencia (d.e.p.) aproximadamente plana en un sistema de comunicaciones [18].

Un buen modelo para el ruido térmico son los procesos Gaussianos blancos. Gaussianos porque las perturbaciones se tratan de un grupo numeroso de variables independientes y por el teorema central del límite resulta que la suma de todas ellas sigue una distribución gaussiana y son procesos blancos porque su d.e.p. es aproximadamente plana.

Por todo esto, este modelo no se trata de un canal que sufra desvanecimiento o que sea selectivo en frecuencia.

6.3.2 Modelo HiperLAN2B

En el caso de que se elija este modelo de canal para realizar las simulaciones, la señal transmitida será perturbada según el modelo de canal HiperLAN2B que ya se presentó en el capítulo 4, y además al resultado de esta perturbación se le añadirá AWGN.

El modelo HiperLAN2B usado para las simulaciones se modela mediante 74 taps, lo que introduce gran variabilidad entre sus portadoras. Además en las simulaciones el canal varia

cada vez que se cambia de SNR lo que hace que para cada SNR se obtenga una respuesta en frecuencia del canal distinta, lo que significa que el canal en unas ocasiones será mejor que en otras.

El modelo HiperLAN2B se trata de un canal que es selectivo en frecuencia ya que presenta grandes variaciones debido principalmente a la gran dispersión de retardos que sufre este modelo, puede verse en la tabla 4.1.

Por ejemplo si se representa la respuesta del canal sobre cada subportadora, en la figura 6.2 se puede ver como entre la subportadora 49 y 57 el canal sufre un desvanecimiento debido al multitrayecto, al igual que entre las subportadoras 2 y 9.

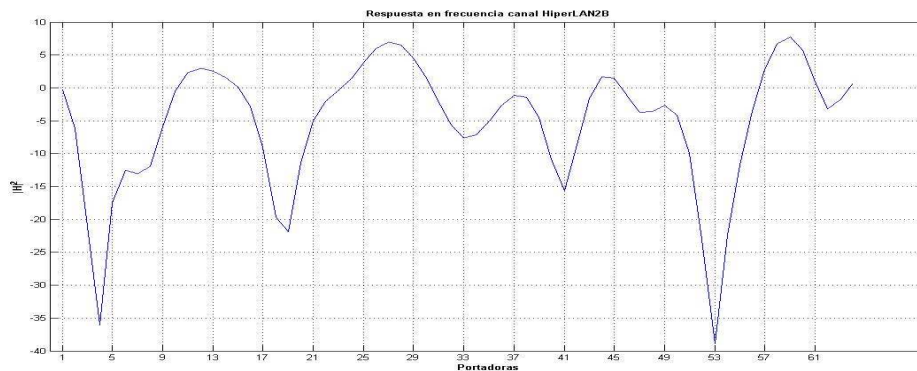


Figura 6.2. Ejemplo de respuesta en frecuencia del modelo de canal HiperLAN2B

El desvanecimiento que se comentaba anteriormente se verá reflejado en las probabilidades de error de esas portadoras. Este tipo de comprobaciones se verán en el capítulo siguiente.

El modelo HiperLAN2B se trata un modelo en el que no existe una propagación dominante a lo largo de una LOS entre un transmisor y un receptor, es por esto por lo que se usa el modelo estadístico llamado desvanecimiento de Rayleigh.

Capítulo 7

SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

Este capítulo recoge cada una de las simulaciones realizadas, a la vez que se comentarán algunos de los resultados más interesantes.

7.1 Constelaciones usadas

En la figura 7.1 se van a representar cada una de las constelaciones usadas. Como se ha comentado con anterioridad los esquemas de modulación usados son: BPSK, QPSK, 8QAM, 16QAM, 32QAM y 64QAM.

Hay que notar que para las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM se obtienen constelaciones cuadradas, la 8QAM la constelación es rectangular y la modulación 32QAM se trata de una modulación en estrella. Hay que tener en cuenta las formas de las constelaciones porque las expresiones teóricas para calculo de SER o BER dependerán de ésta.

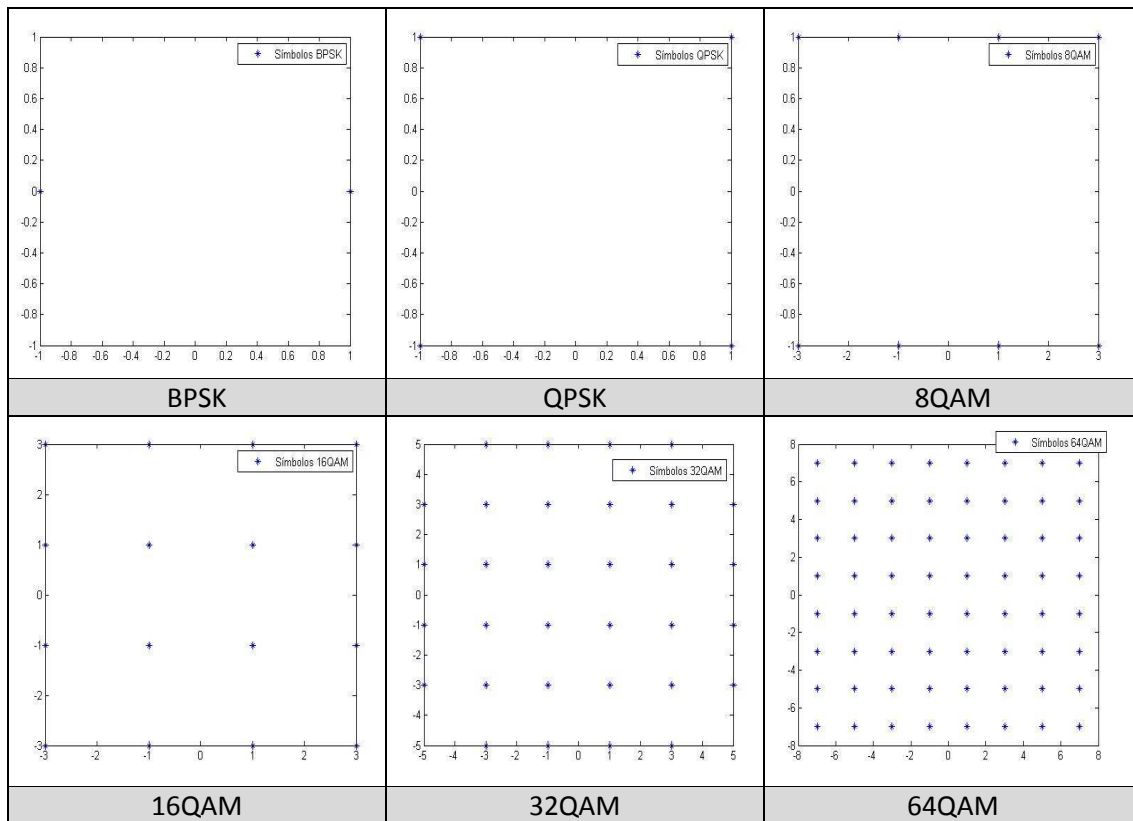


Figura 7.1. Constelaciones usadas en la simulación.

7.2 Verificación del sistema a simular

En esta sección se va mostrar cómo se ha verificado el sistema de comunicaciones usado en la simulación tanto para un canal AWGN como para el modelo de canal HiperLAN2B.

7.2.1 Canal AWGN

Para verificar el sistema de comunicaciones usando un canal AWGN se han usado las expresiones teóricas de la probabilidad de error de símbolo que se pueden ver en [19]. El problema de estas expresiones viene dado porque únicamente son válidas para constelaciones cuadradas, esto se verá reflejado en las modulaciones 8QAM y 32QAM.

A la hora de realizar las simulaciones para el canal AWGN se ha usado un rango de SNR comprendido entre 0 dB's y 20 dB's. Para todos estos casos se tendrá que

$$E_b = \frac{E_s}{\log_2 M} \quad (7.1)$$

donde M es el número de símbolos que tiene la constelación. Además en el caso de que se quieran dar las expresiones en función de la SNR, no hay más que tener en cuenta la expresión 7.2.

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\frac{E_s}{\log_2 M}}{N_0} = \frac{SNR}{\log_2 M} \quad (7.2)$$

A continuación se presentan las expresiones teóricas usadas para calcular las probabilidades de error para las distintas modulaciones.

Para modulaciones BPSK la BER, ecuación 7.3, será igual a la SER ya que se usará un solo bit por cada símbolo.

$$P_2 = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = (\sqrt{2 \cdot SNR}) \quad (7.3)$$

En el caso de que se esté usando una modulación QPSK, la SER vendrá dada por,

$$P_4 = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \left[1 - \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right] \quad (7.4)$$

Si se usan modulaciones M -QAM, la probabilidad de error de símbolos viene dada por,

$$P_M = 1 - \left[1 - 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)Q\left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \cdot SNR}\right)\right] \quad (7.5)$$

La expresión 7.5 solo es válida para $M = 2^r$ cuando r es par. Para el caso en que r sea impar es más difícil de obtener la SER, pero para tener una aproximación de esta se usa la expresión 7.6, que permite conocer un límite superior de la SER.

$$P_M = 4Q\left(\sqrt{\frac{3 \cdot r}{M-1} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (7.6)$$

Cuando r es impar se obtienen constelaciones cuadradas, que es precisamente el caso de la modulación 8QAM, $r = 3$.

Si se representan las distintas modulaciones en una sola figura se podrá observar como a medida que aumenta el índice de modulación, también lo hace la probabilidad de error.

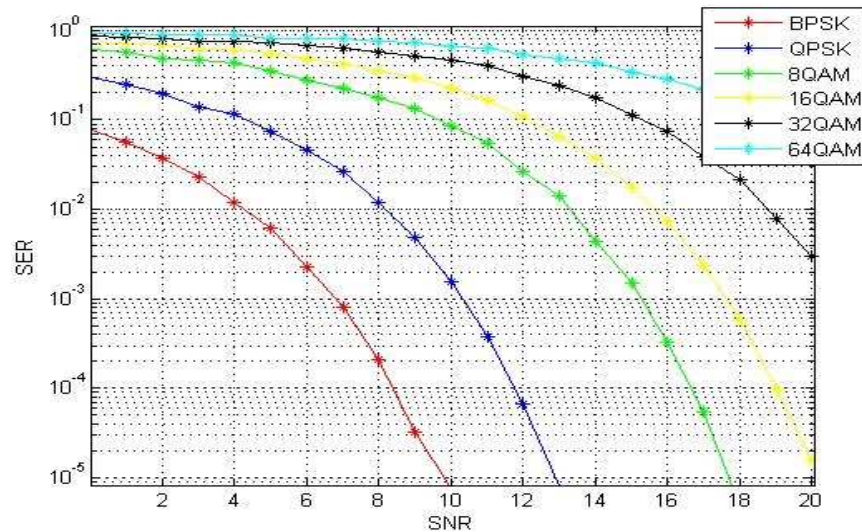


Figura 7.2. Aumento de la SER con el aumento del índice de modulación (canal AWGN).

Como puede verse en la figura 7.3, las constelaciones cuadradas (QPSK, 16QAM, 64QAM) se ajustan perfectamente a la SER teórica mientras que para modulaciones rectangulares como la 8QAM existe un pequeño error. Como también puede observarse en dicha figura, para la modulación 32QAM existe un pequeño error ya que su constelación no es cuadrada sino en estrella, aunque este error es inferior al error se comente con el uso de la expresión 7.5 para el cálculo de la SER para 8QAM y es porque la constelación en estrella de la modulación 32QAM es mucho más parecida a una constelación cuadrada que la constelación de la 8QAM.

Como se puede ver en la figura 7.3 se están mostrando rangos de SER entre 10^{-2} y 10^{-6} para todas las modulaciones menos para la 32QAM Y 64QAM ya que para estas modulaciones, con los rangos de SNR usados, se están consiguiendo valores de SER de 10^{-3} y 10^{-2} respectivamente, lo que nos indica que para este canal no sería muy apropiado el uso de estas modulaciones ya que se necesitarían altas SNR's para conseguir valores de SER de 10^{-6} .

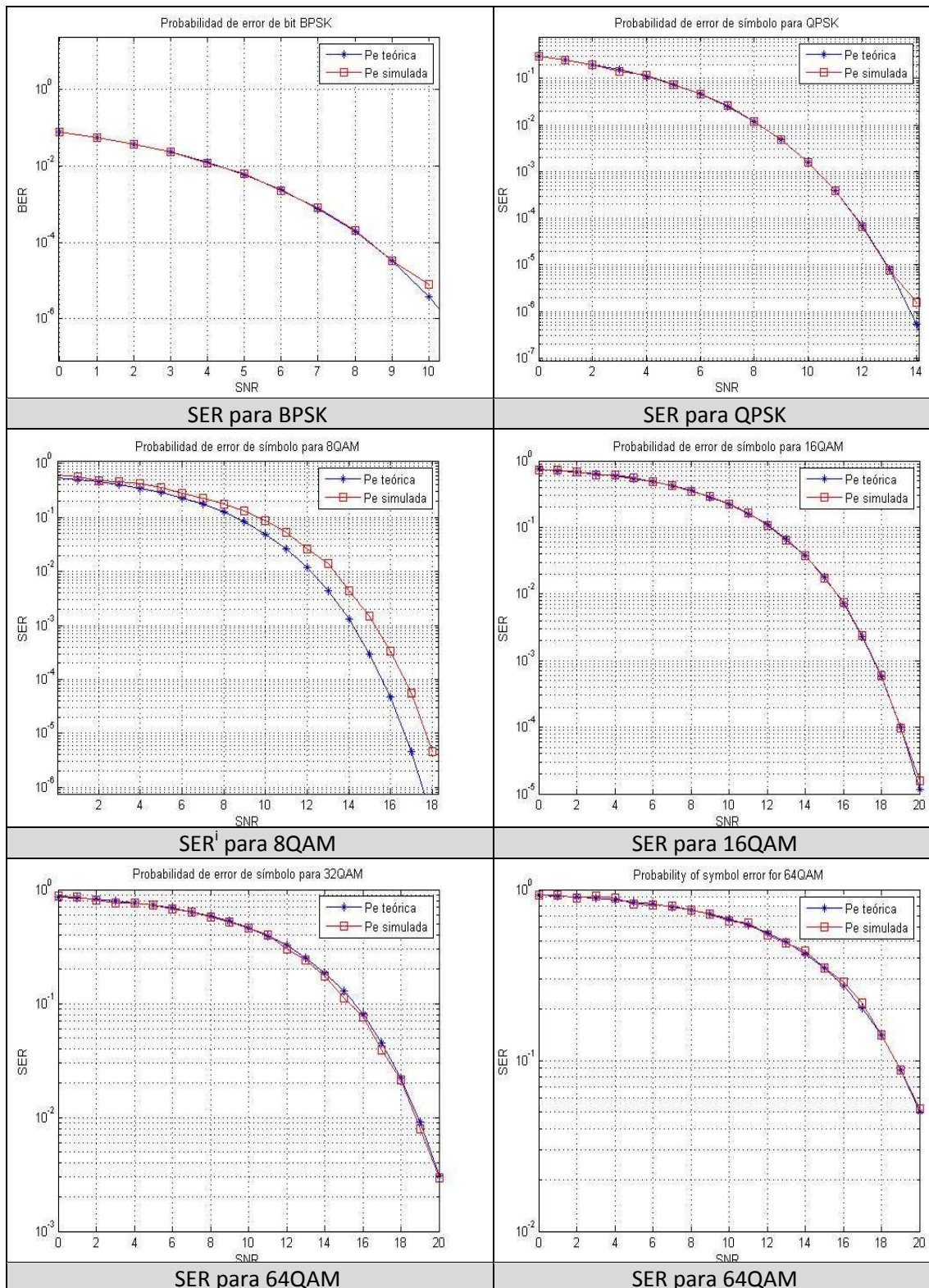


Figura 7.3. SER para distintas modulaciones en canal AWGN.

ⁱ Se ha usado la expresión 7.5

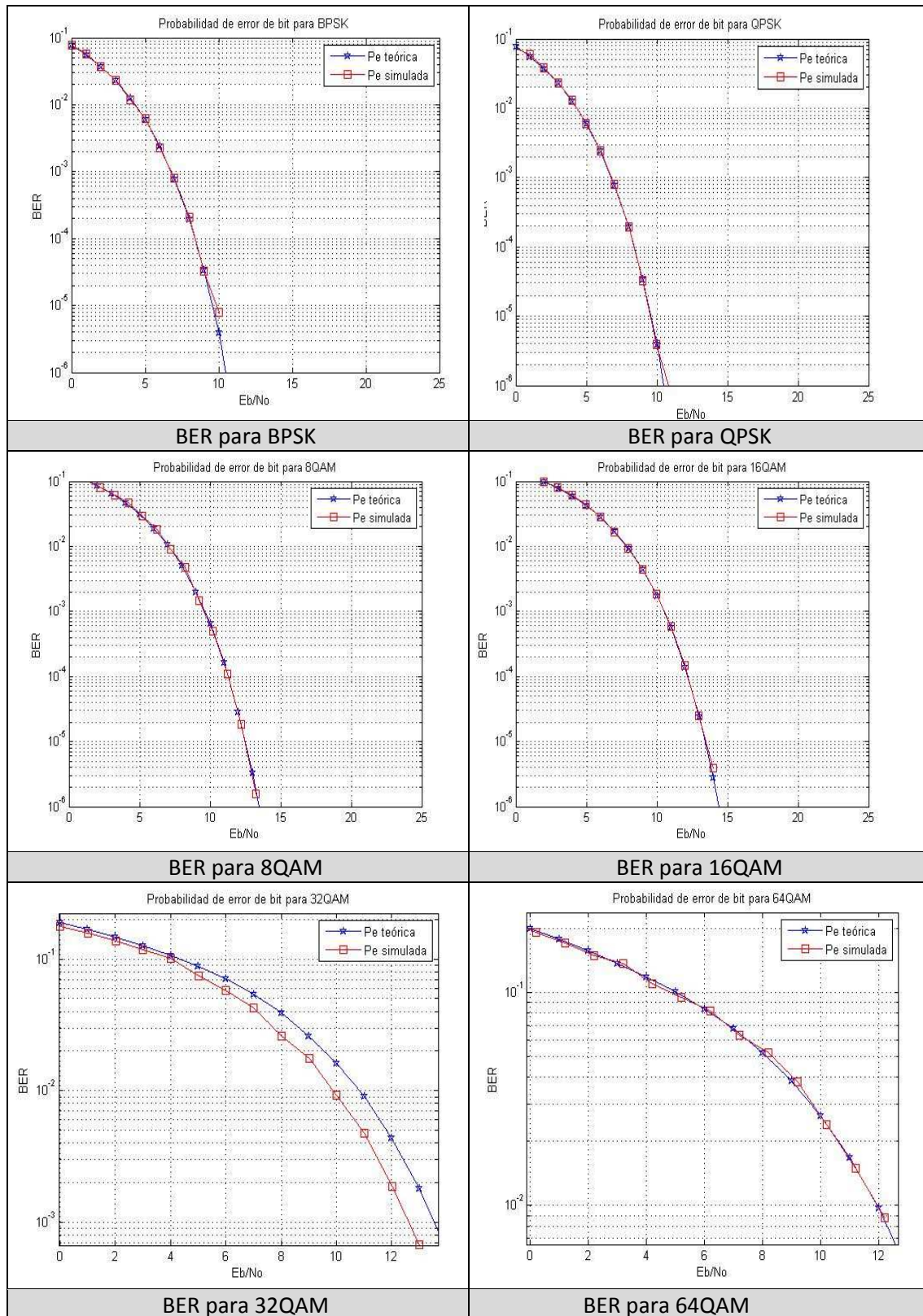


Figura 7.4. SER para distintas modulaciones en canal AWGN.

Para continuar con la verificación del sistema, también se han comprobado que la BER teórica coincidía con la BER simulada. Para ello existen dos opciones, bien a partir de la SER de tal forma que se obtendría una aproximación de la BER, según la expresión 7.7,

$$BER = \frac{SER}{\log_2 M} \quad (7.7)$$

donde M es el número de símbolos de cada modulación. Pero aprovechando el uso de Matlab para realizar las simulaciones, existe una función llamada *berawgn* que calcula la BER para una determinada modulación y una determinada SNR, aunque también existe un problema con estas representaciones teóricas de la BER y es que las expresiones únicamente son válidas para constelaciones cuadradas y rectangulares. Es por esto que la BER teórica de la modulación 32QAM tiene un pequeño error sobre la simulada, puede verse en la figura 7.4.

Lo mismo que ocurriría con la SER para la 32QAM y 64QAM, ocurre para la BER y es que se necesitan valores muy altos de E_b/N_0 para conseguir rangos de BER menores de 10^{-6} .

7.2.2 Modelo HiperLAN2B

Como se comentó en el capítulo anterior, este modelo se trata de un canal que produce desvanecimiento por multitrayecto y por esto se modela según un modelo estadístico de Rayleigh.

En caso de usar un modelo de canal HiperLAN2B, al igual que ocurriría en caso de canal AWGN, a medida que se vaya aumentando el índice de modulación la probabilidad de error irá aumentando para una misma SNR, puede verse en la figura 7.5.

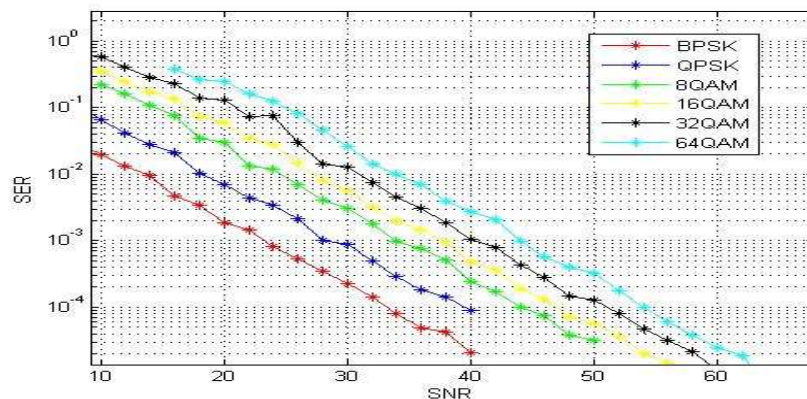


Figura 7.5. Aumento de la SER con el aumento del índice de modulación (canal HiperLAN2B).

De la misma forma que se verificó el sistema para modelos de canal AWGN, se va a tratar de verificar este mismo sistema sobre canales que sufren desvanecimientos debido al multitrayecto. Para esto se usará la *toolbox* de comunicaciones de Matlab usando la función *berfading* que permite obtener tanto la SER como la BER para un sistema de comunicaciones que atraviesa un canal con multitrayecto y para distintas modulaciones. Además del multitrayecto, a la señal se le añade un AWGN, esto se verá reflejado en la pequeña oscilación que sufre la probabilidad de error alrededor de la representación teórica, figuras 7.6 y 7.7.

Por tratarse de un canal afectado por el multitrayecto las probabilidades de error serán muy altas para rangos de SNR como los que se usaban para el caso de un modelo de canal AWGN, es por esto que para conseguir probabilidades de error de 10^{-6} se necesitan altas SNR, por ejemplo para la figuras 7.6 y 7.7 se ha usado un rango de SNR de entre 0 dB's y 75 dB's.

En la figuras 7.6 y 7.7 puede verse la SER y la BER respectivamente, para distintas modulaciones tanto M-PSK como M-QAM. Como puede verse en la figura 7.6, la SER para modulaciones como la 64QAM y la 32QAM, llega a niveles de 10^{-6} para E_b/N_0 muy altas lo que hace impensable el usar estas modulaciones en este tipo de canales, a no ser que se usen técnicas que minimicen tanto la SER como la BER, como son las técnicas de codificación FEC con las que se realizarán simulaciones más adelante.

Al igual que sucedía con la función *berawgn*, la función *berfading* está implementada para constelaciones cuadradas y rectangulares. La modulación 32QAM tiene una constelación en cruz como puede verse en la figura 7.1, es por esto por lo que la SER y la BER en las figuras 7.6 y 7.7 respectivamente para la modulación 32QAM tiene ligeros desajustes con respecto a la teórica.

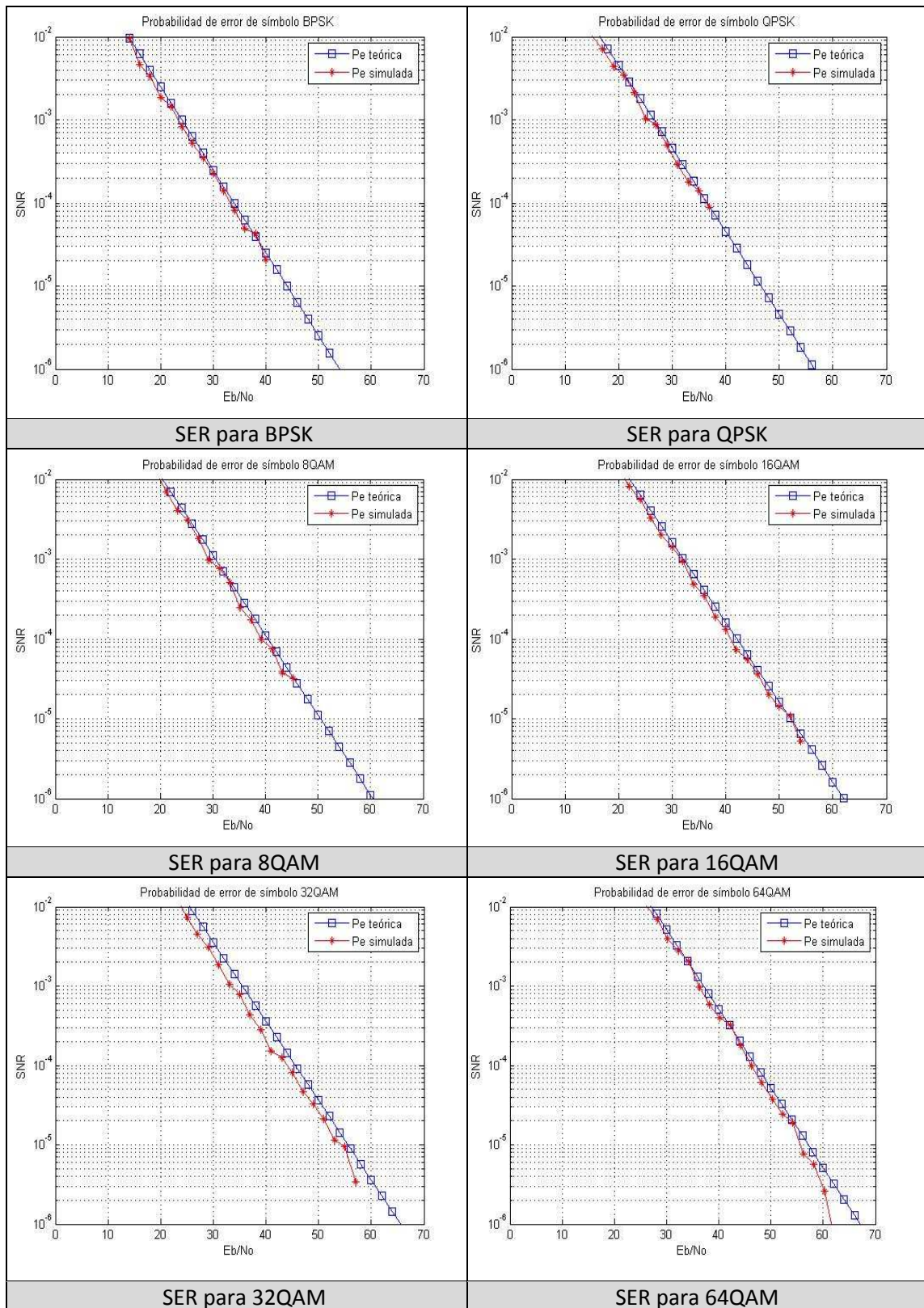


Figura 7.6. SER para distintas modulaciones en canal HiperLAN2B.

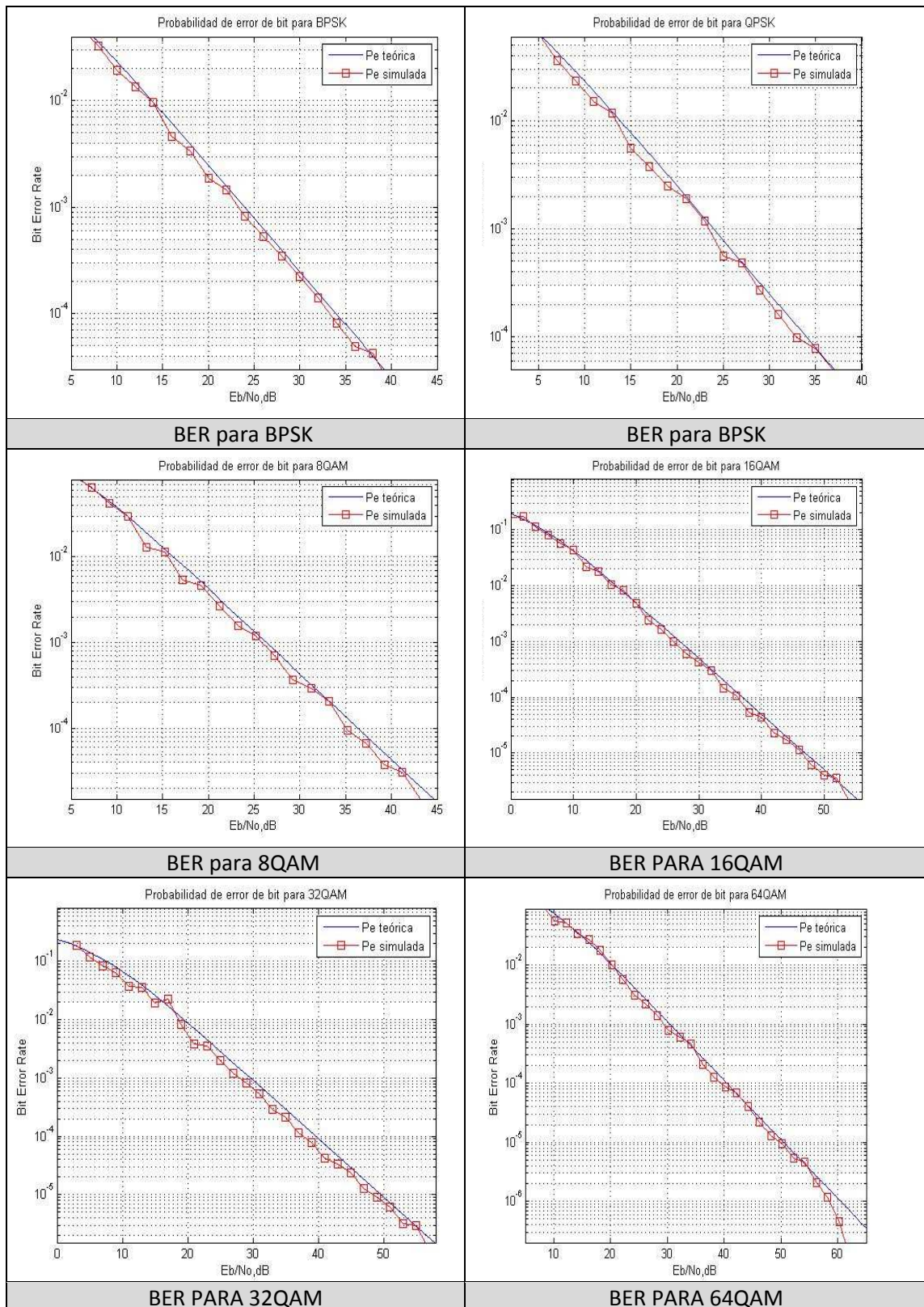


Figura 7.7. BER para distintas modulaciones en canal HiperLAN2B.

7.3 Receptores OFDM

En el capítulo 5 se habló sobre los distintos ecualizadores existentes para minimizar los efectos del canal de comunicación, estos eran el ZF, el MMSE y el ML.

También se comentó que para el caso de sistemas de comunicaciones SISO los tres ecualizadores obtenían el mismo resultado, de tal forma que se consideraban los resultados ofrecidos por el ZF como óptimos y es esta afirmación la que se va a simular en esta sección.

En la figura 7.8 puede verse la probabilidad de error de bit para una de las modulaciones más usadas en sistemas con modulación OFDM, 16QAM, y en ella puede verse como las probabilidades de error para los tres ecualizadores son idénticas. Estas probabilidades de error están tomadas sobre un sistema de comunicaciones que atraviesa un canal AWGN.

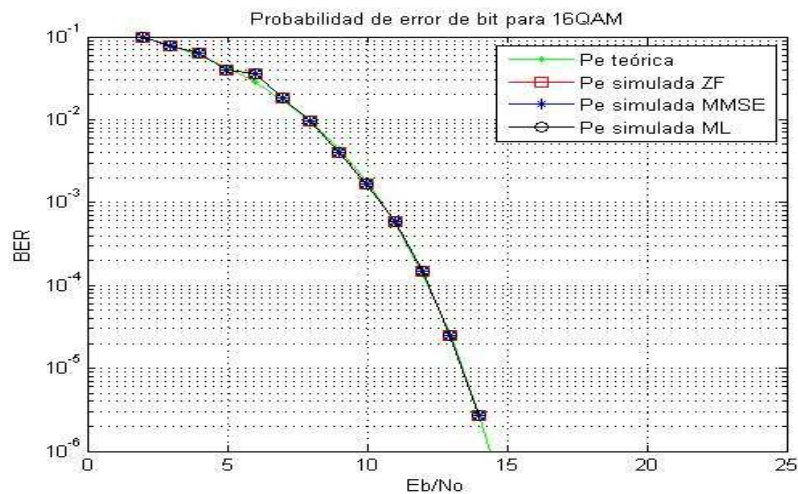


Figura 7.8. Ecualización sobre canal AWGN.

Si se observan las simulaciones para el caso de un sistema de comunicaciones que atraviesa un canal que sufre desvanecimiento por multitrayecto, modelo HiperLAN2B, sucede exactamente lo mismo que para el caso anterior, los tres ecualizadores coinciden. En la figura 7.9 se va a representar la probabilidad de error de bit para una QPSK.

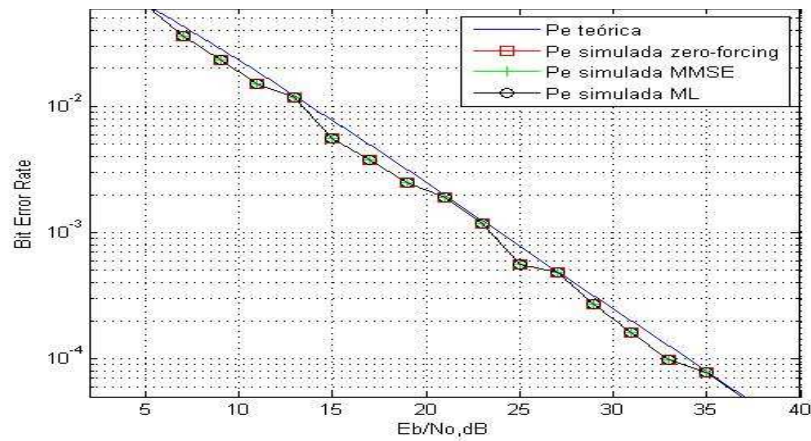


Figura 7.9. Ecualización sobre canal HiperLAN2B.

Como el ecualizador ZF es el óptimo, en todas las simulaciones se estará usando este ecualizador a no ser que se indique lo contrario.

7.4 Codificación FEC

Como se ha comentado en anteriores capítulos, la codificación convolucional en ocasiones resulta imprescindible para poder conseguir una comunicación satisfactoria. La redundancia que introduce la codificación es sobre todo de ayuda en sistemas de comunicaciones que atraviesan un canal con multitrayecto ya que permite detectar errores en la señal recibida y en ocasiones corregirlos.

Para realizar esta codificación convolucional se usará el algoritmo de Viterbi, consiguiéndose tasas de codificación de entre 1/2 y 2/3.

A la hora de graficar los resultados de una probabilidad de error para información codificada, habrá que tener en cuenta la tasa de codificación para poder comparar de forma adecuada las probabilidades error de bit para información codificada y sin codificar, de tal forma que la SNR para información codificada quedará como dice la expresión 7.8,

$$SNR = SNR_{codif} - 10 \log_{10} R \quad (7.8)$$

donde R es la tasa de codificación. Esto mismo hay que tenerlo en cuenta si se trabaja con la E_b/N_0 .

7.4.1 Codificación en canales con AWGN

Como se puede ver en la figura 7.10 la codificación no es beneficiosa para todos los casos, para valores bajos de E_b/N_0 , incluidos valores negativos de E_b/N_0 , la codificación resulta perjudicial en el sentido de que aumenta la probabilidad de error ya que el canal será tan perjudicial para la señal que el aumentar la redundancia de la señal aumentará la probabilidad de error.

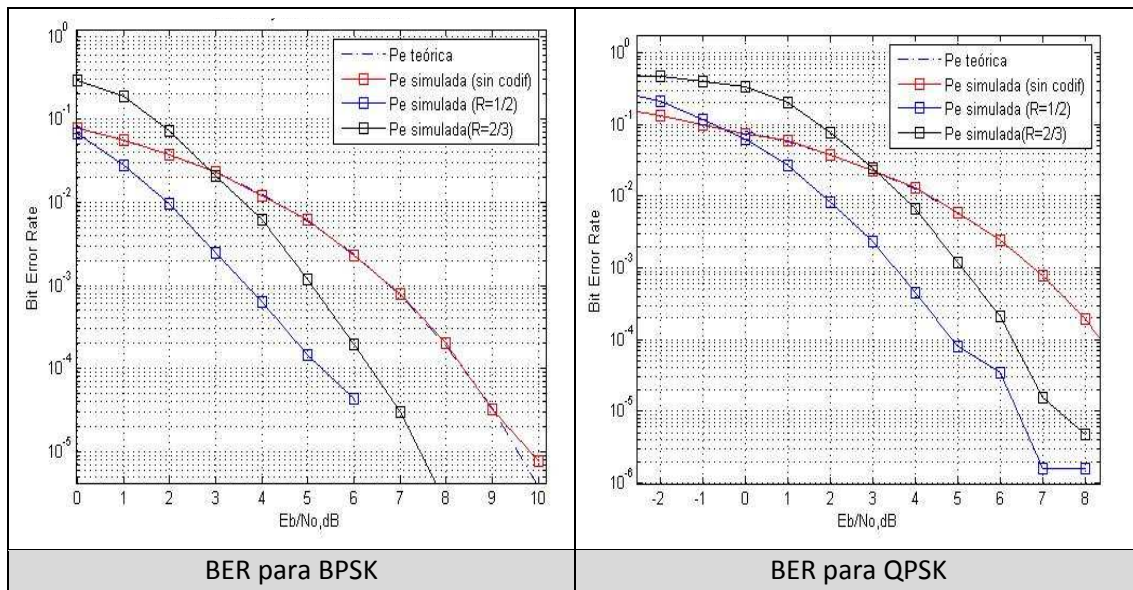


Figura 7.10. BER para BPSK y QPSK con distintas codificaciones.

La mejora que se produce en la probabilidad de error de bit, gracias a la codificación, en ambas modulaciones puede verse que se consigue a partir de los 0 dB's para $R = 1/2$ y a partir de los 3 dB's para $R = 2/3$, para E_b/N_0 menores a esta no es beneficioso el uso de codificación.

Como se puede deducir de la figura 7.10, en ambas modulaciones se consigue una ganancia de codificaciónⁱⁱ mayor para una tasa de codificación de $R = 1/2$, aproximadamente de unos 3 dB's en el mejor de los casos, mientras que para $R = 2/3$ se consigue una ganancia de codificación de unos 2 dB's. También se puede ver como la diferencia entre las dos codificaciones es de unos 2 dB's.

ⁱⁱ Definida en el capítulo 5.

A medida que aumentamos el índice de modulación la codificación comenzará a ser beneficiosa para una E_b/N_0 cada vez mayor. Por ejemplo como se puede ver en la figura 7.11, para la modulación 8QAM la codificación no comienza a ser beneficiosa hasta los 2dB's para una tasa de codificación $R = 1/2$ y hasta los 5 dB's para una tasa de codificación de $R = 2/3$. Es decir hemos aumentado en 2 dB's con respecto a los límites establecidos por la BPSK y QPSK para ambas codificaciones.

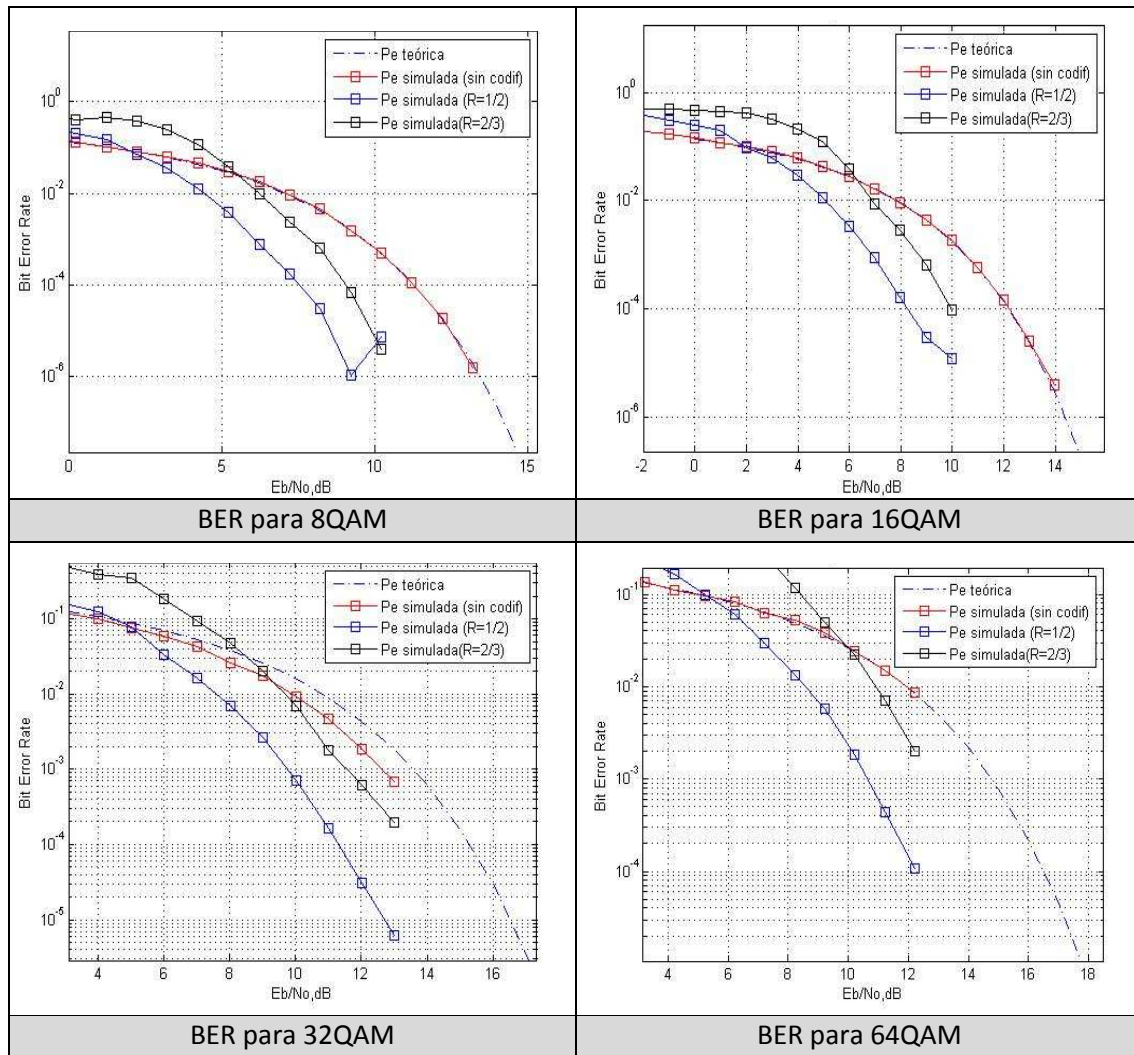


Figura 7.11. BER para M-QAM con distintas codificaciones.

Este límite continúa aumentando hasta los 6 y 10 dB's, respectivamente, necesarios en la modulación 64QAM.

Con respecto a la ganancia de codificación que se consigue para las distintas modulaciones M-QAM se puede ver como la mayor G se consigue para la modulación 16QAM y tasa de

codificación $R = 1/2$. Con respecto a la G para las demás modulaciones, se mantiene a unos 3 dB's para $R = 1/2$ y a unos 2dB's para $R = 2/3$. Al igual que sucedía para la BPSK y QPSK la diferencia existente entre ambas tasas de codificación para modulaciones M-QAM es aproximadamente de unos 2 dB's.

7.4.2 Codificación en canales HiperLAN2B

A continuación se van a mostrar simulaciones que muestran las mejoras que ofrece la codificación FEC usando modulación M-PSK sobre canales que sufren desvanecimientos debidos al multitrayecto.

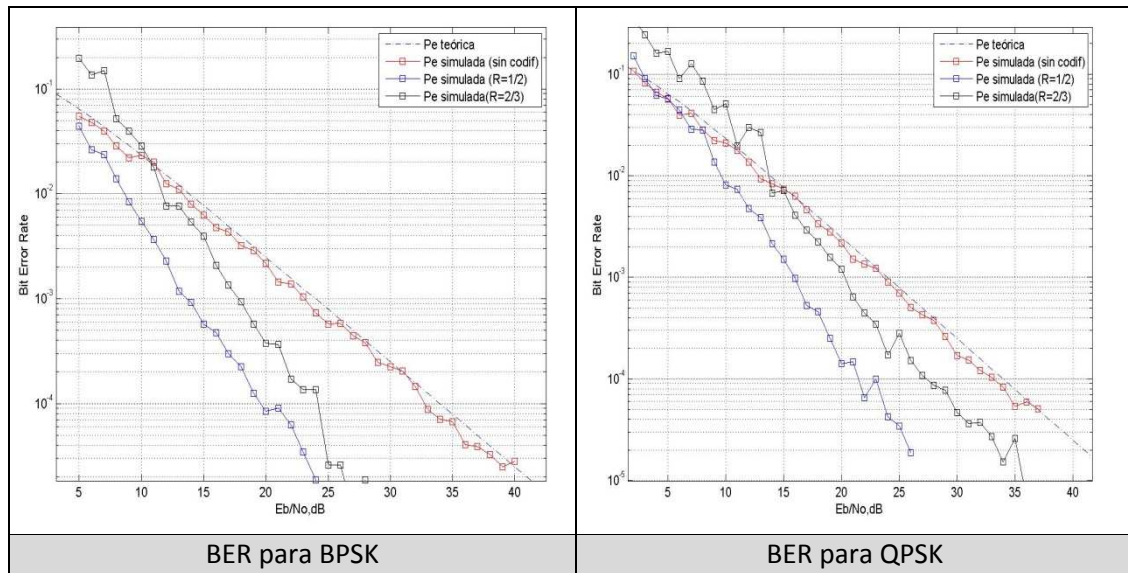


Figura 7.12. BER para BPSK y QPSK, con distintas codificaciones.

En la figura 7.12 puede verse como el multitrayecto afecta de forma más fuerte a la información codificada, de ahí que presente pequeñas variaciones en la probabilidad de error.

Un parámetro a tener muy en cuenta con respecto a las codificaciones en este tipo de canales es la ganancia de codificación y es que si antes en canales AWGN se estaban manejando G de entorno a los 2 y 3 dB's, ahora puede verse que la codificación de tasa $R = 1/2$ consigue ganancias de codificación mayores a los 15 dB's y de unos 10 dB's para $R = 2/3$, lo que permitirá trabajar con BER mucho más pequeñas usando E_b inferiores.

Como puede verse en la figura 7.12 la codificación de tasa $R = 1/2$ con respecto a la de tasa $R = 2/3$ ofrece unas mejoras de unos 4 dB's, que es el doble de lo que se ofrecía en canales AWGN.

Con todo esto puede concluirse que es altamente recomendable el uso de codificación en modulaciones M-PSK sobre canales con desvanecimiento producido por el multitrayecto, como es el caso del modelo de canal HiperLAN2B.

Una vez mostrada la efectividad de la codificación FEC en modulaciones M-PSK, se van a mostrar las simulaciones sobre canales HiperLAN2B usando modulaciones M-QAM.

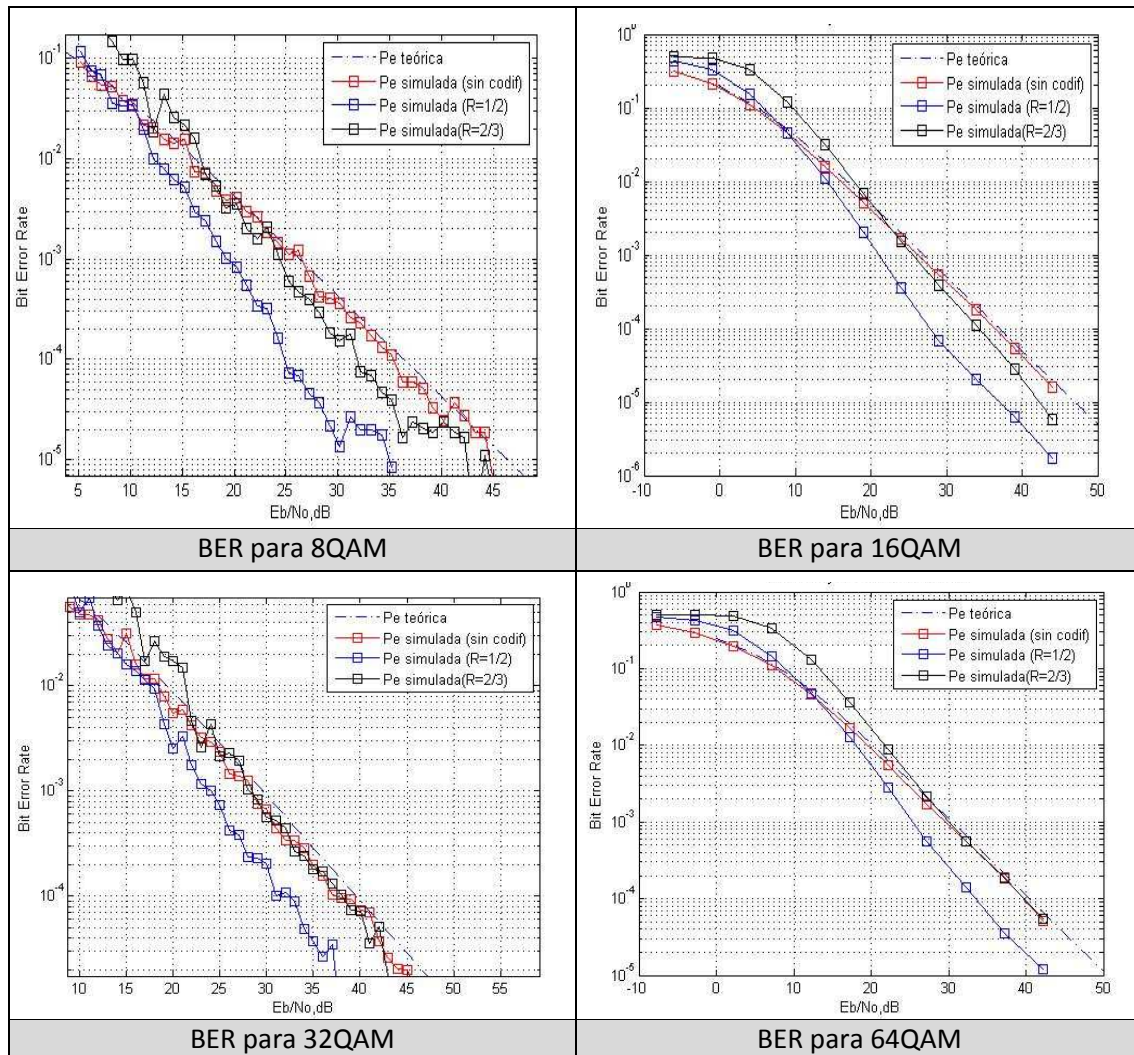


Figura 7.13. BER para M-QAM, con distintas codificaciones.

En la figura 7.13 puede verse como los resultados no son tan buenos como los que se obtenían para el caso de modulación M-PSK, pero de todas formas la codificación consigue mejorar la BER de tal forma que se necesite una menor E_b para cumplir un requisito de probabilidad de error, sobre todo la tasa $R = 1/2$.

La ganancia de codificación se aprecia sobre todo para una tasa de codificación $R = 1/2$, consiguiéndose ganancias de unos 10 dB's para la 8QAM y 16QAM y de unos 5 dB's para la 32QAM y 64QAM. La ganancia que se consigue de usar una tasa de codificación de $1/2$ a una de $2/3$ es de unos 5 dB's, lo que provoca que el uso de una codificación de tasa $R = 2/3$ no suponga casi mejora con respecto a la información sin codificar.

7.5 BER media y SNR media

En esta sección se van a ver distintas simulaciones de la BER y SNR para las modulaciones más usadas como lo son la BPSK, QPSK, 16QAM Y 64QAM. Se mostrarán simulaciones que obtengan la variación de la BER y SNR cada portadora o agrupación de estas, además se podrán ver las mejoras que en ocasiones se producen al trabajar con agrupaciones de portadoras y todo esto hecho para simulaciones codificadas y sin codificar, con canal AWGN o con canal HiperLAN2B.

7.5.1 Medidas de la BER y SNR para BPSK

7.5.1.1 Canal AWGN sin codificación

Primeramente se va a ver como varía la BER para las distintas portadoras, lo que dará una idea de cómo afecta el canal a cada una de ellas.

Como se puede ver en la figura 7.14, la BER está en un rango de probabilidad de error de 10^{-2} , lo que nos indica que se está utilizando una SNR pequeña, en este caso de 0 dB's, además se puede ver como la media, mediana y moda de la BER media simulada son la misma (además coinciden con la teórica) lo que indica que la BER se distribuye de una forma bastante uniforme sobre las portadoras. Esto es debido a que el canal se trata de un canal modelo AWGN.

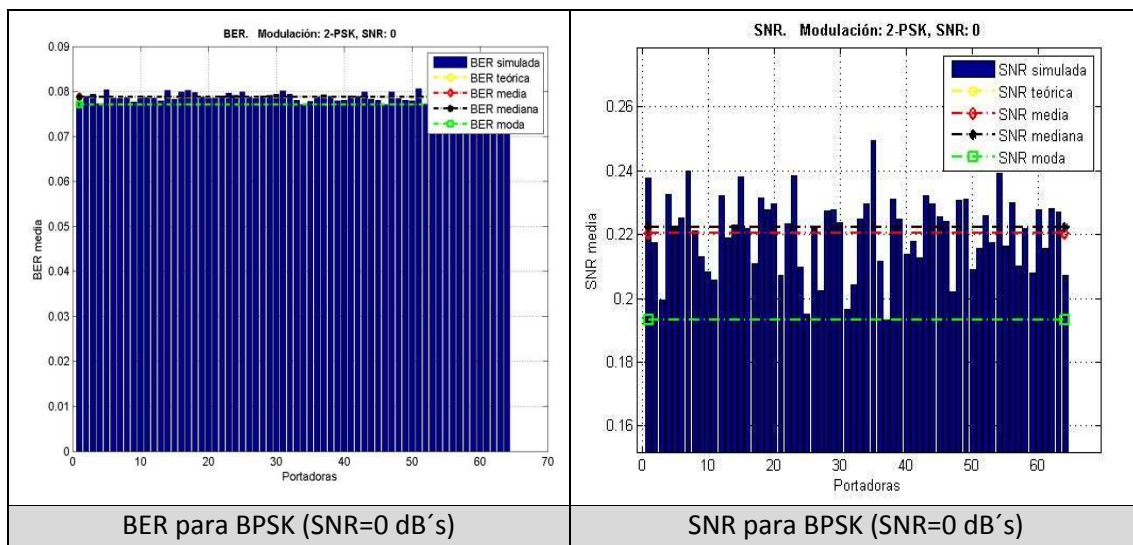


Figura 7.14. BER y SNR para BPSK, SNR=0 y canal AWGN

En cuanto a la SNR, se puede ver como la SNR simulada sufre un pequeño aumento con respecto a la teórica, 0.22 dB's y 0 dB's respectivamente. Se trata de un aumento muy pequeño que hará que la SNR no se distribuya de forma uniforme, esto sucede debido a que se está trabajando con una SNR muy pequeña.

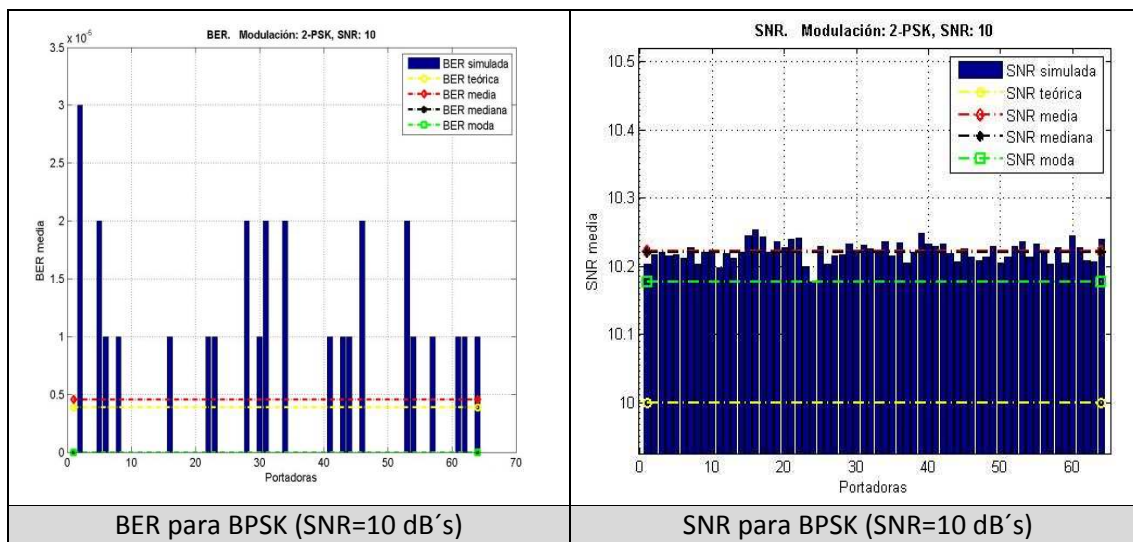


Figura 7.15. BER y SNR para BPSK, SNR=10 y canal AWGN.

La mejora que sufre la simulación al pasar a trabajar con una SNR de 10 dB's se ve en la figura 7.15. En cuanto a la BER puede verse como se ha pasado a trabajar en rangos de probabilidad de error de 10^{-5} . Además aunque pueda parecer que la BER deja de comportarse de una manera uniforme, no es así y es que si nos fijamos en la media de la BER media es muy

parecida a la BER teórica, lo que nos indica que la BER media simulada se comporta de una manera parecida sobre todas las portadoras, lo que es de esperar cuando se trabaja en un canal AWGN.

Con respecto a la SNR puede verse cómo se comporta de la misma manera que para una SNR inferior. Existen pequeñas variaciones en la SNR de cada una de las portadoras debido al efecto que introduce el canal AWGN.

En el caso de trabajar con un valor de SNR mayor lo que se va a conseguir, como es obvio, es disminuir el rango de la probabilidad de error, a la vez que la BER y la SNR mantienen sus propiedades de uniformidad a lo largo de todas las portadoras. Puede verse en la figura 7.16 para una SNR=20 dB's.

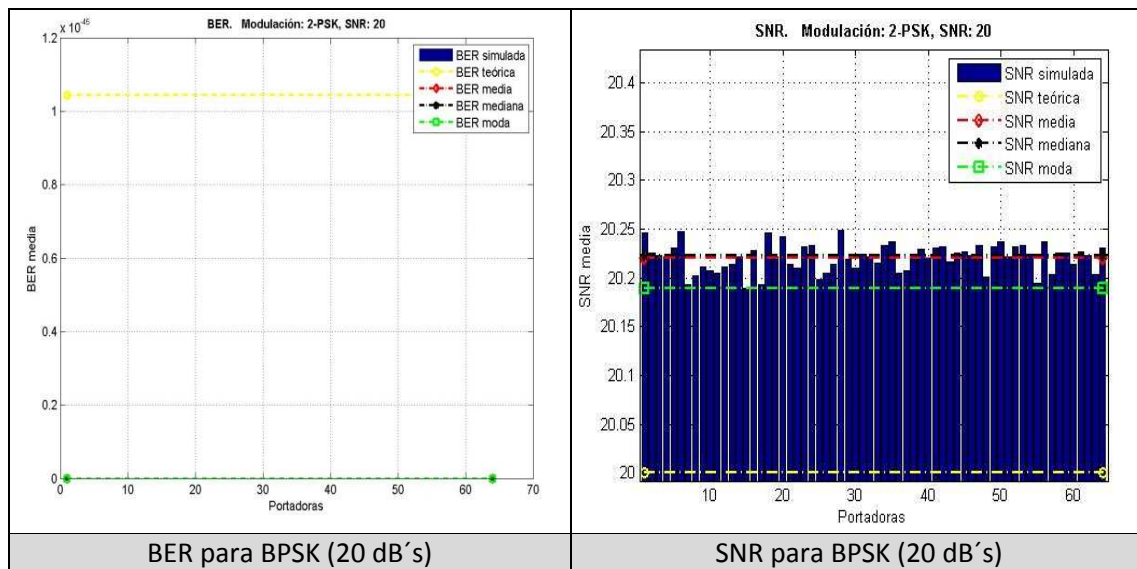


Figura 7.16. BER y SNR para BPSK, SNR=20 y canal AWGN.

La BER teórica tiene un rango de probabilidad de error de 10^{-45} , lo que como nos indica la BER simulada será una probabilidad de error de 0.

También existe la posibilidad de ver cómo se comporta el canal por grupos de subportadoras. Conociendo que se está trabajando con 64 subportadoras, los grupos de subportadoras podrán estar formados por 2, 4, 8, 16 y 32 subportadoras por grupo. Las simulaciones se han realizado con grupos intermedios de 4, 8 y 16 subportadoras por grupo.

El agrupar las portadoras permite conocer valores medios y máximos de cada grupo de subportadoras, además nos permite ver que agrupación es más aconsejable para a la vez que la BER se comporte de una manera lo menos uniforme posible, las agrupaciones sean lo más grandes posibles, para que la información de realimentación que el receptor envíe al emisor sea la menor posible. A esto se le conoce como *subchannel adaptation* (adaptación de subcanales).

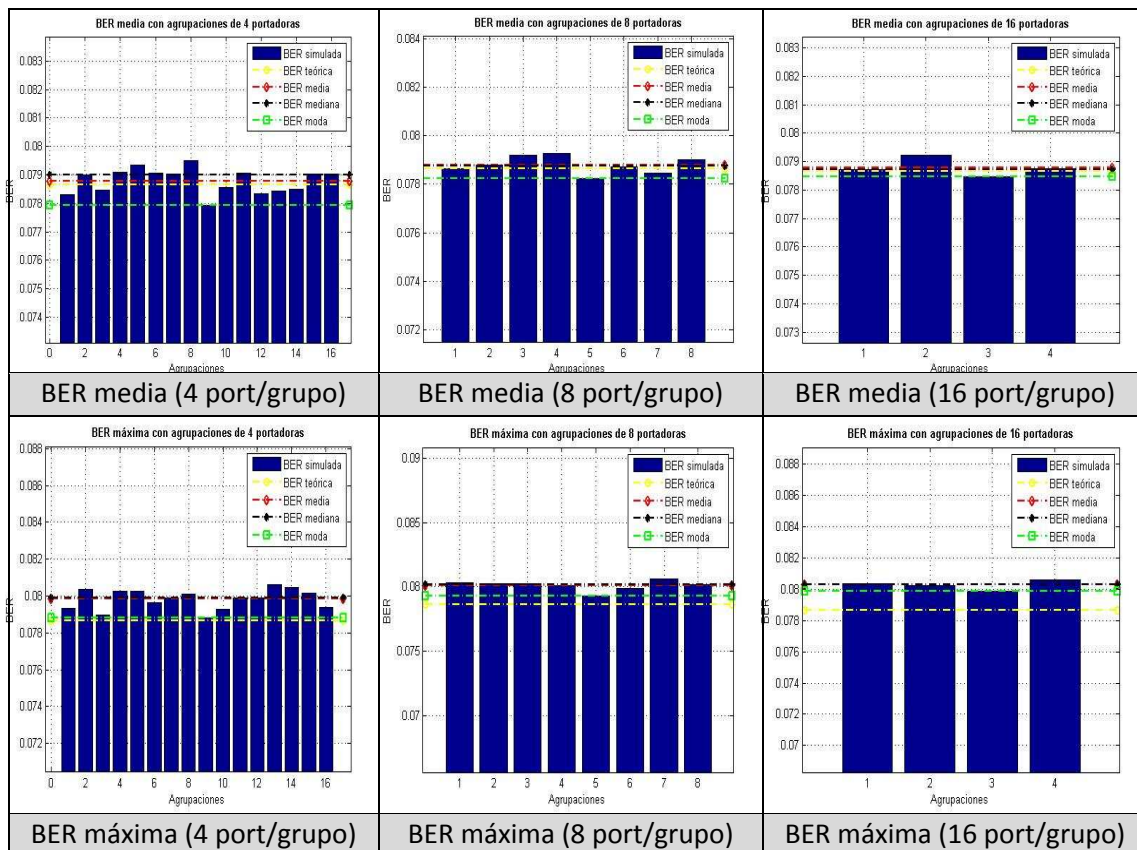


Figura 7.17. BER media y máxima para BPSK, SNR=0, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

Como las simulaciones se están realizando con un modelo de canal AWGN y se está usando una SNR=0 dB's, implica que las variaciones que sufren la BER y la SNR sean mínimas lo que no nos permite extraer conclusiones de estas figuras.

Si se usa una SNR de 10 dB's que es mucho más usual para modulaciones BPSK en canales AWGN sí se pueden extraer algunas conclusiones sobre la agrupación de portadoras ya que se verán mucho mejor las variaciones en la BER para distintas agrupaciones, figura 7.18.

Para el caso de usar agrupaciones con la BER media, como se puede ver en la figura 7.17 a medida que se aumenta en número de portadoras por grupo, son más los grupos de portadoras que tienen una BER media inferior a la teórica. Puede verse que con agrupaciones de 4 portadoras por grupo existen 10 grupos que superan la BER teórica, mientras que en agrupaciones de 8 portadoras por grupo solo son 4 los grupos de portadoras que superan la BER teórica. El aumentar el número de portadoras por grupo no siempre lleva al resultado esperado y es que como puede verse en agrupaciones de 16 portadoras por grupo, la BER por grupo de portadoras se uniformiza bastante, con lo que seguir aumentando las agrupaciones no tiene mucho sentido ya que al ser uniforme, no permite que se pueda realizar lo que se denomina *subchannel adaptation*. Con lo que elegiremos la mayor agrupación que obtenga una BER muy poco uniforme para así poder realizar *subchannel adaptation*.

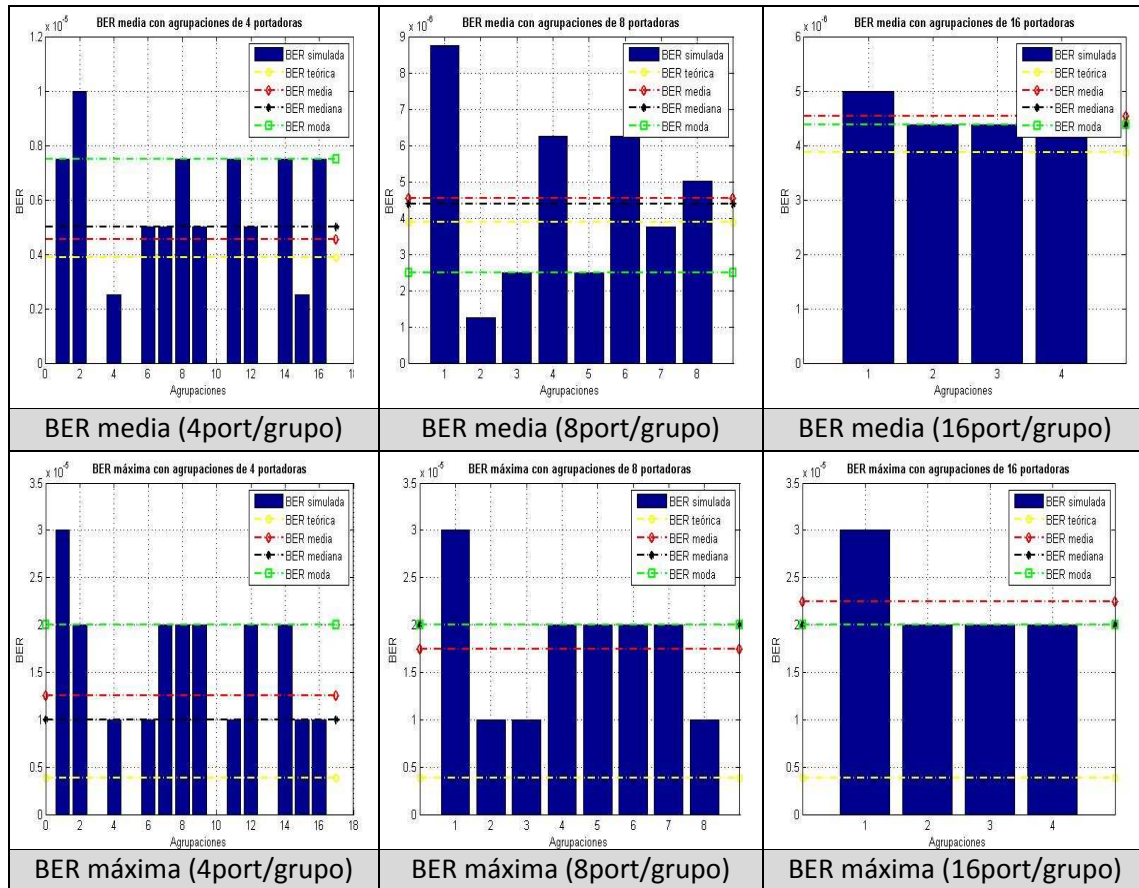


Figura 7.18. BER media y máxima para BPSK, SNR=10, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

En cuanto a la BER máxima al elegir el valor más alto de la BER dentro de cada grupo de subportadoras hace que cada vez la diferencia entre la BER teórica y la BER simulada sea mayor. Por ejemplo en la BER máxima para 4 portadoras por grupo se tienen 5 grupos con una

BER de $1 \cdot 10^{-5}$ mientras que el valor más pequeño para la BER máxima en agrupaciones de 16 subportadoras es de $2 \cdot 10^{-5}$. El uso de este tipo de medidas puede ser útil para establecer niveles de decisión a la hora de usar o no un grupo de portadoras.

A la hora de ver la SNR, también pueden verse estas agrupaciones, figura 7.19.

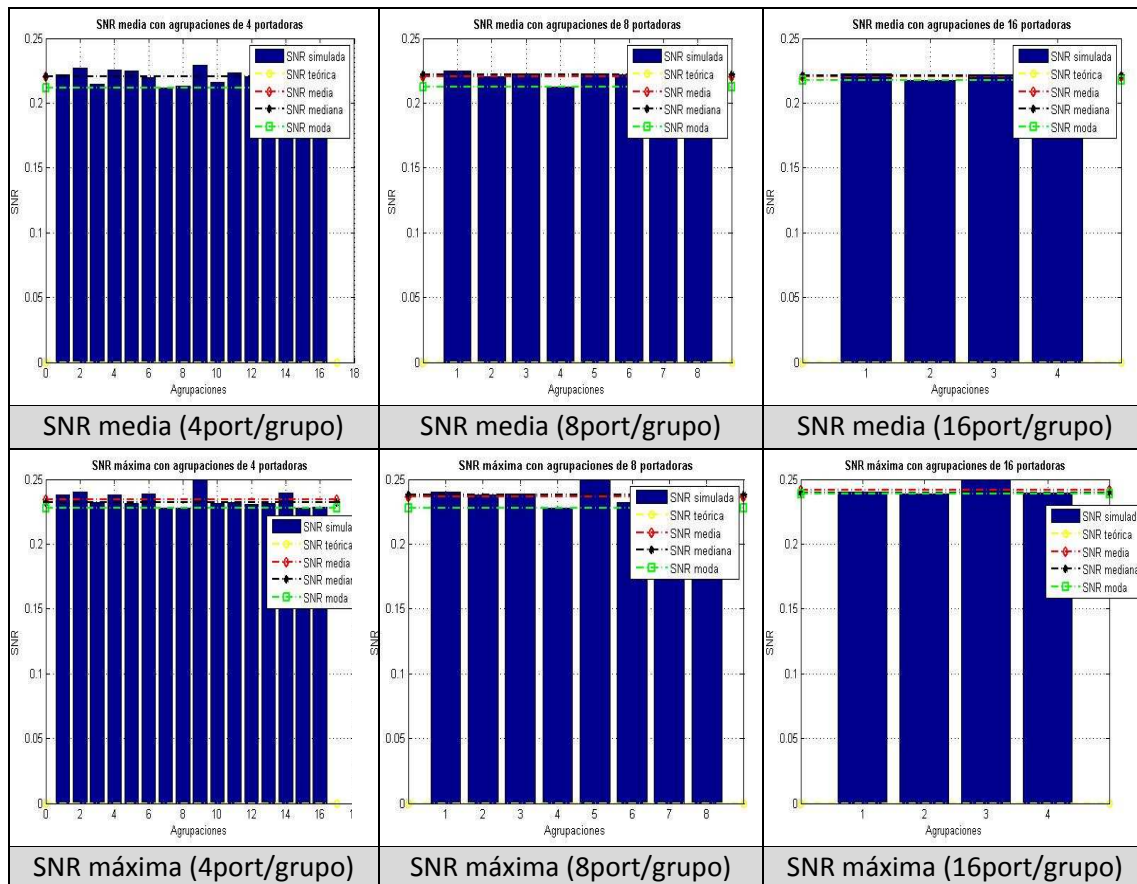


Figura 7.19. SNR media y máxima para BPSK, SNR=0, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

De la figura 7.19 sí pueden sacarse algunas conclusiones con respecto a la agrupación de portadoras. En la SNR media puede verse como a medida que se aumenta el número de portadoras por grupo las variaciones en la SNR media van disminuyendo, cada vez van tendiendo más a la media, debido principalmente a que se enmascaran posibles *outliers*. Por el contrario son estos *outliers* los que provocan que las variaciones en la SNR máxima no disminuyan de igual manera que lo hacían en la SNR media, ya que en este caso se quedará con el valor máximo de cada grupo de portadoras. También hay que fijarse que agrupaciones de 4 portadoras en ocasiones proporcionan ganancias de carga (*loading gain*) al agrupar portadoras que tienen una buena SNR media.

7.5.1.2 Canal AWGN con codificación

En la figura 7.10 pudo verse como se conseguían ganancias de codificación entre 2 y 3 dB's en función de la simulación fuera 2/3 o 1/2 respectivamente. En esta sección se va a ver cómo afecta la codificación a simulaciones sobre la BER y la SNR como las que se han realizado anteriormente.

También se comento que no para todas las SNR el uso de codificación era beneficioso, por esto las simulaciones con en las que se usa codificación se han realizado a partir de lo 5 dB's ya que para SNR's inferiores se obtendrían resultados muy malos.

En la figura 7.15 se representó como variaba la BER y la SNR a lo largo de las distintas portadoras, esto mismo es lo que se va a ver en la figura 7.20 y 7.21 pero para una codificación de 1/2 y 2/3 respectivamente.

Hay que comentar que para comparar las simulaciones correctamente hay que tener en cuenta la expresión 7.8, de esta manera para comparar los resultados obtenidos para una SNR sin codificar 10 dB's, con los resultados de una tasa de codificación de 1/2 habría que usar una SNR_{codif} de unos 13 dB's. Como las simulaciones están hechas en pasos de SNR de 5 dB's en 5 dB's, se usará para tener una idea aproximada de cómo queda una SNR de 15 dB's para los resultados de tasa de codificación $R = 1/2$.

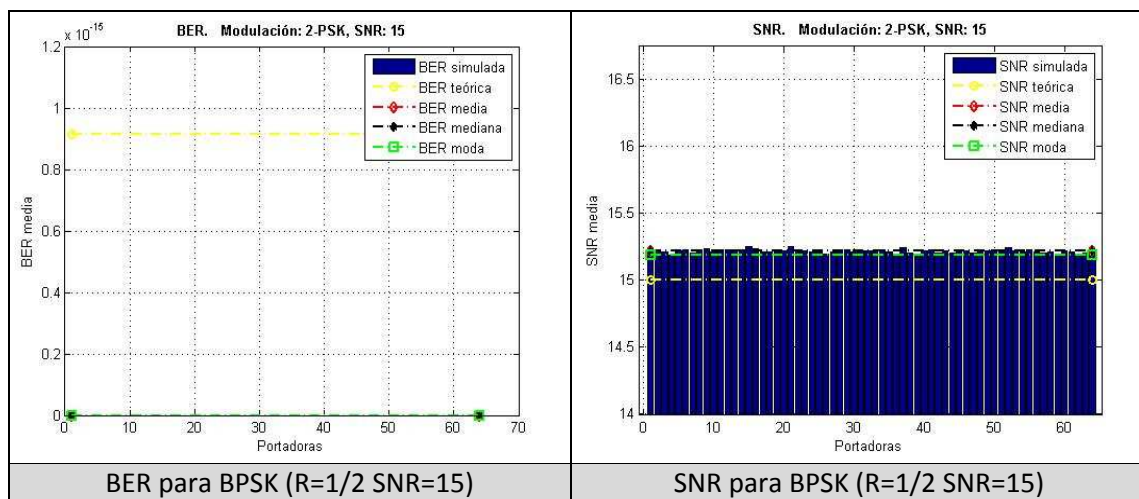


Figura 7.20. BER y SNR para BPSK, SNR=10, canal AWGN y tasa codif. 1/2.

Como ya se había visto en la figura 7.15 se consigue una mejora en la BER al trabajar con la tasa de codificación $R = 1/2$, la media, media y moda tienden a ser 0 para este nivel de SNR y esta tasa de codificación.

Con respecto a la SNR decir que al igual a la hora de trabajar sin codificación se mantendrá uniforme a lo largo de todas las portadoras y además continua apareciendo ese aumento de unos 0.25 dB's de la BER media simulada con respecto a la teórica,

Si de la misma manera se quieren comparar los resultados sin codificar con los obtenidos para una tasa de codificación $R = 2/3$, se deberá usar una SNR_{codif} de unos 11dB's, por la misma razón que se comentó anteriormente, se usará una SNR de 10 dB's en este caso para poder comparar los resultados.

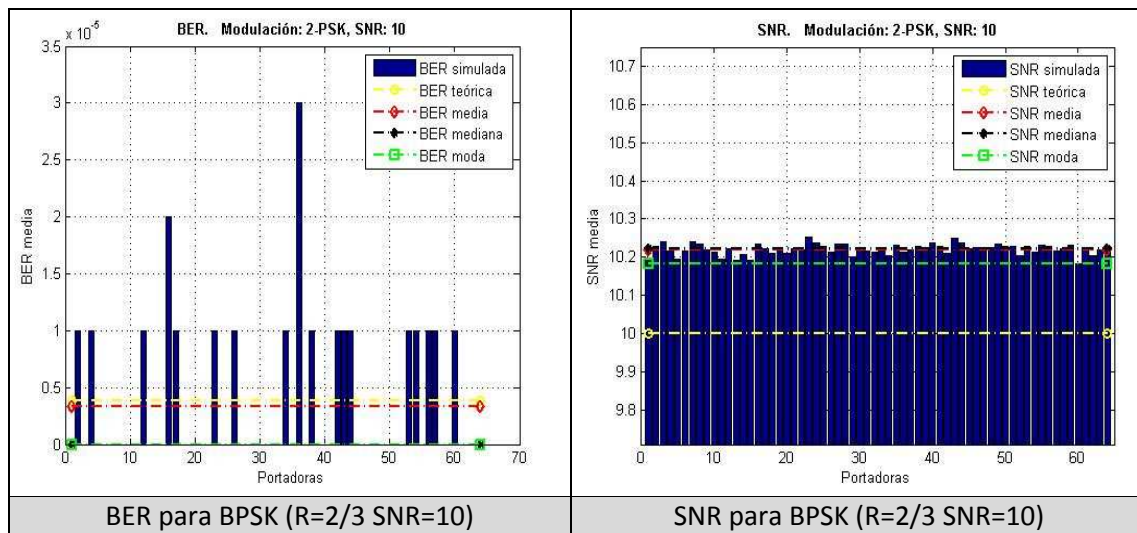


Figura 7.21. BER y SNR para BPSK, SNR=10, canal AWGN y tasa codif. 2/3.

En este caso es más sencillo obtener conclusiones que para el caso de tasa 1/2 debido a que no se estaba trabajando con la misma SNR. Para este caso puede verse claramente como la BER media queda por debajo de la BER teórica gracias al uso de codificación.

Al igual que se hizo con los resultados obtenidos sin usar codificación, se va a ver cómo afecta la codificación a la BER y SNR cuando se realiza agrupación de portadoras.

Como para la codificación de tasa 1/2 para una SNR de 10dB's no se obtienen muchas conclusiones ya que la probabilidad de error media tiende a 0, se usará la tasa de codificación

Por el contrario la media de la BER máxima siempre se quedará por encima de la BER teórica, debido principalmente a los *outliers*. Pero si comparamos la BER máxima simulada de la figura 7.18 con la BER máxima simulada de la figura 7.22 puede verse cómo se consigue una reducción en la moda de la BER simulada lo que nos indica que la mayoría de los valores se habrán visto reducidos, como era de esperar al usar la tasa de codificación de $R = 1/2$.

En cuanto a la SNR ya se vio en la figura 7.21 como para modulaciones BPSK y rangos de SNR como los que se están simulando ahora (mayores a 10 dB's) se mantiene uniforme sobre todas las portadoras.

7.5.1.3 Canal HiperLAN2B sin codificación

El principal problema de usar este canal es que los rangos de SNR deben de ser mucho mayores a los anteriores si se quieren conseguir niveles de probabilidad de error aceptables, como puede verse en la figura 7.12, en este caso se comenzará con SNR superiores a los 15 dB's.

Antes de enseñar algún resultado se va a mostrar en la figura 7.23 la BER obtenida para la BPSK, para que se pueda ver el rango de error de la BER teórica con respecto a la simulada.

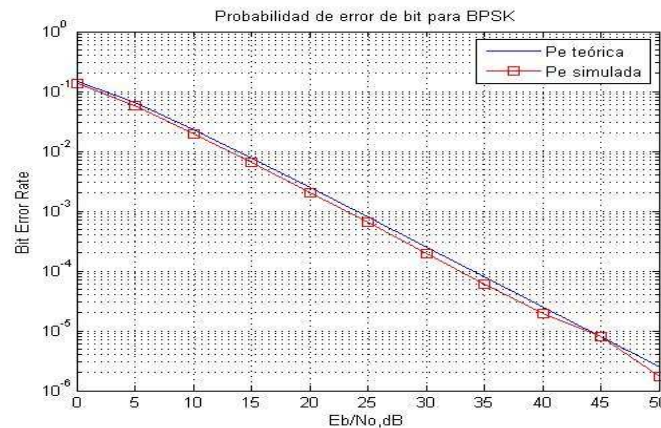


Figura 7.23. BER teórica y BER simulada para BPSK con canal HiperLAN2B

Como puede verse hay un ligero desajuste de la BER simulada con respecto a la experimental, que habrá que tener en cuenta a la hora de comentar los resultados. Teniendo esto en cuenta, la BER media simulada y la SNR media simulada para una SNR de 15 dB's se distribuye como aparece en la figura 7.24.

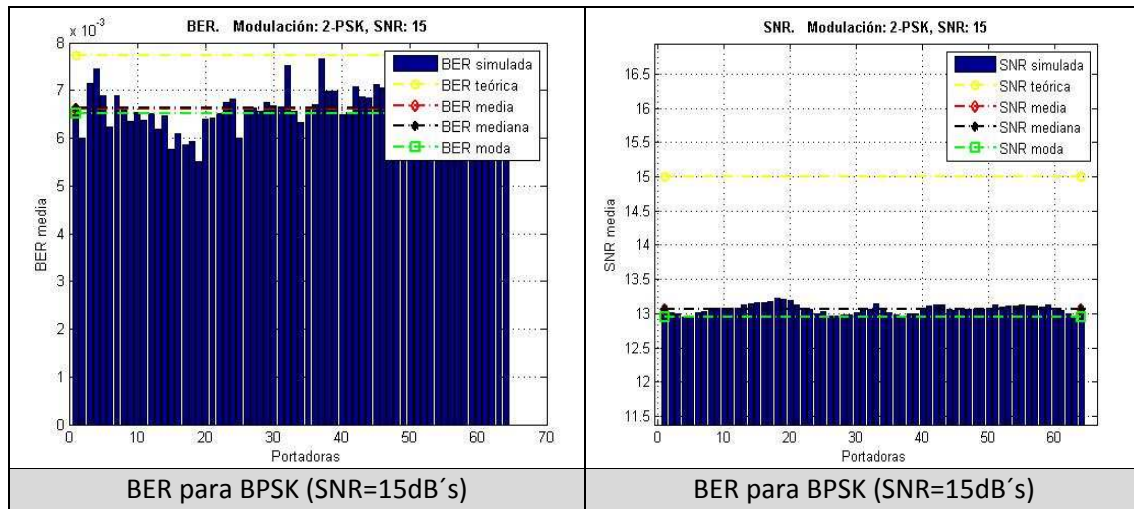


Figura 7.24. BER y SNR para BPSK, SNR=15 y canal HiperLAN2B.

En cuanto a la SNR puede verse como se distribuye de una manera uniforme a lo largo de las 64 subportadoras, manteniéndose las ligeras variaciones en la SNR de ± 0.25 dB's, pero el canal HiperLAN2B hace que la SNR experimental se quede unos 2 dB's por debajo de la experimental.

De la misma manera que se hacía anteriormente, existe la posibilidad de realizar agrupaciones con las portadoras de tal forma que se permitirá calcular BER medias y máximas y SNR medias y máximas en cada grupo de subportadoras.

La BER media simulada puede verse en la figura 7.25 como se va uniformizando cuanto mayor es el número de subportadoras por grupo ya que se cubren los *outliers*. De la misma manera puede verse como la moda de la BER media aumenta de tal forma que según se aumenta el número de subportadoras por grupo se va aproximando a la media y a la mediana de la BER media.

En cuanto a la BER máxima, se puede observar como a medida que se aumenta el número de número de subportadoras por grupo tanto la media, mediana y varianza van aumentando debido a que se coge el máximo de cada grupo de subportadoras.

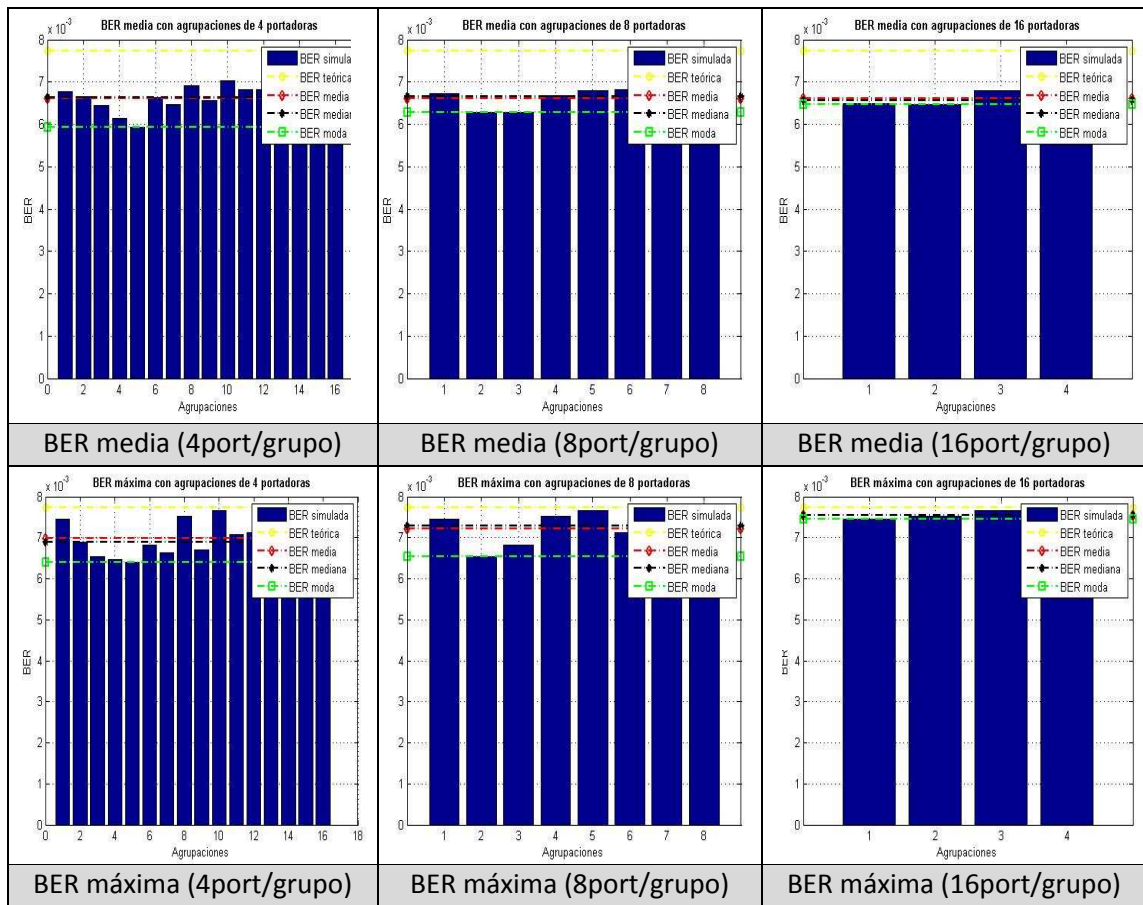


Figura 7.25. BER media y máxima para BPSK, SNR=15, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

Para obtener BER de un nivel de 10^{-5} se usarán unos 40 dB's de SNR o $\frac{E_b}{N_0}$.

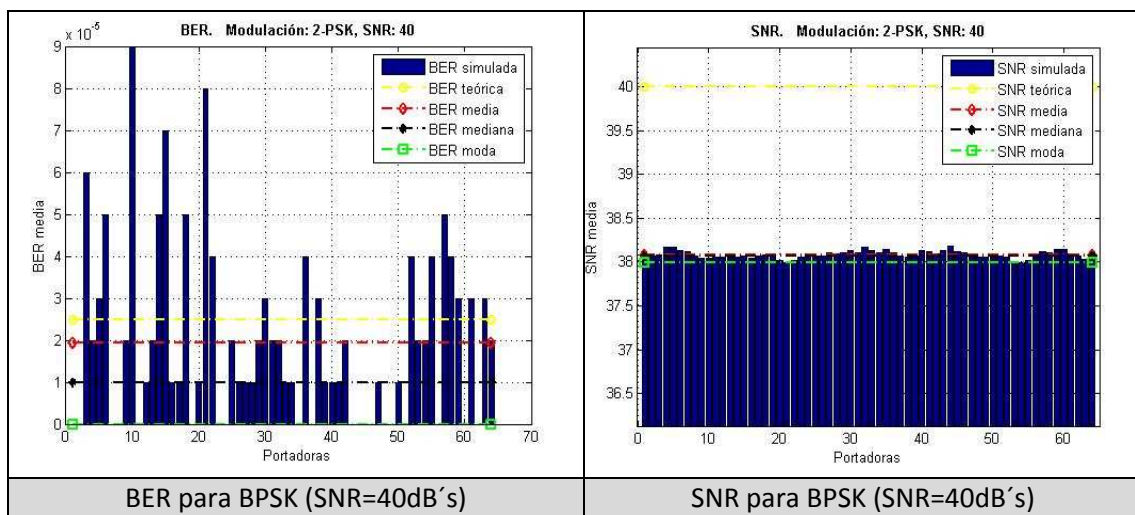


Figura 7.26. BER y SNR para BPSK, SNR=40 y canal HiperLAN2B.

Aunque en la BER existen pequeños *outliers* que se encuentran muy por encima de la teórica, por ejemplo los mayores *outliers* aparecen en las portadoras 10 y 22. Cuando se realicen las agrupaciones la BER media que contenga estas portadoras eliminará estos niveles tan altos de BER por el contrario para el caso de la BER máxima, los grupos que contengan estas portadoras tendrán una alta BER que provocará que media, mediana y moda aumenten.

Para el caso de la BER media puede verse como a medida que aumenta el número de portadoras por grupo, el número de grupos que supera la BER teórica disminuye. Para el caso de canal AWGN se podría decir que la mejor elección correspondía a grupos de 8 portadoras, mientras que para el caso de uso de canal puede verse como la mejor elección es el uso de 16 portadoras por grupo, como es el caso de los estándares de comunicaciones. Esto es así porque, como ya hemos comentado con anterioridad, lo que se quiere hacer es *subchannel adaptation* y para esto se necesita que la BER media de las agrupaciones se comporte de una manera lo menos uniforme posible, siempre y cuando se elija la mayor agrupación posible que permita enviar la menor cantidad de información de realimentación posible.

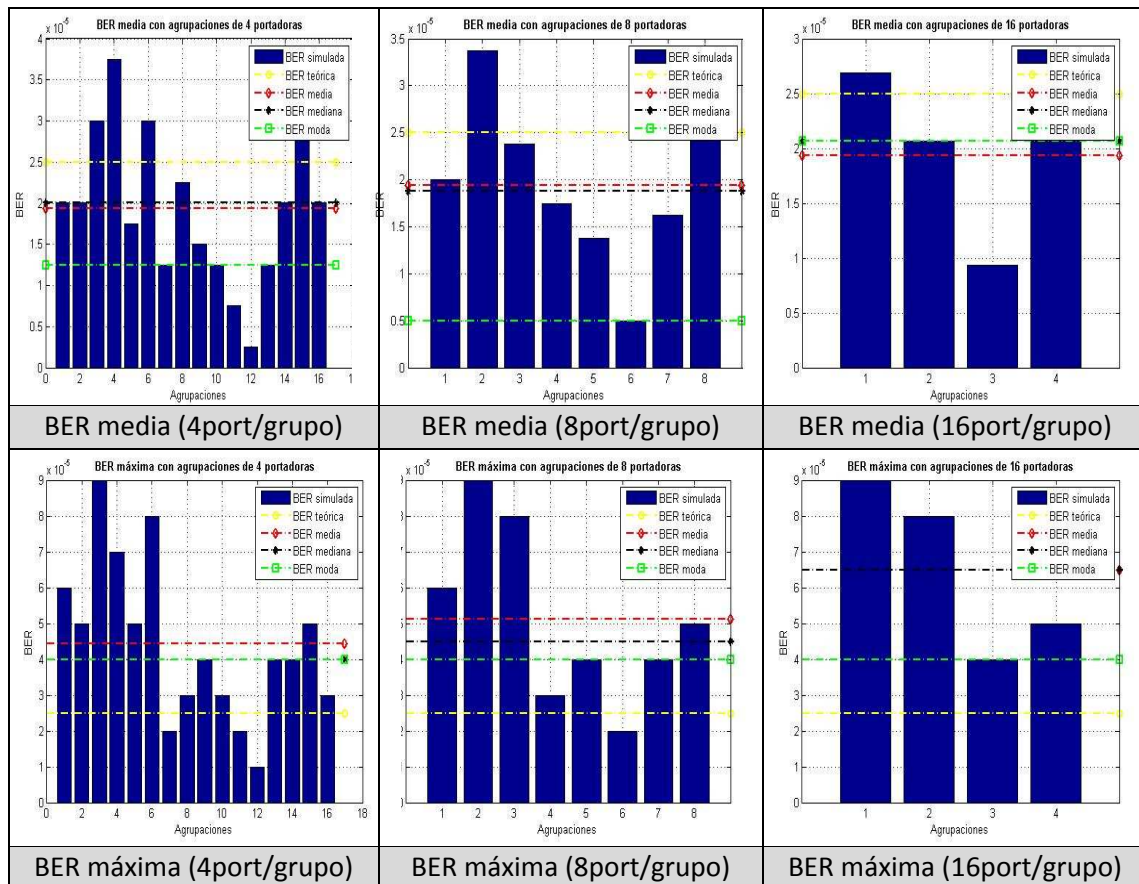


Figura 7.27. BER media y máxima para BPSK, SNR=40, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

Si nos fijamos en la BER máxima puede verse como los grupos que contienen las portadoras 10 y 22 entre otras, su BER máxima se ve disparada debido a que en cada grupo se cogerá cada uno de estos valores.

Para el caso de la SNR, en la figura 7.28 puede verse la uniformidad que esta presenta. Esta uniformidad es tal que tanto la BER media como la BER máxima presenta los mismos valores de SNR.

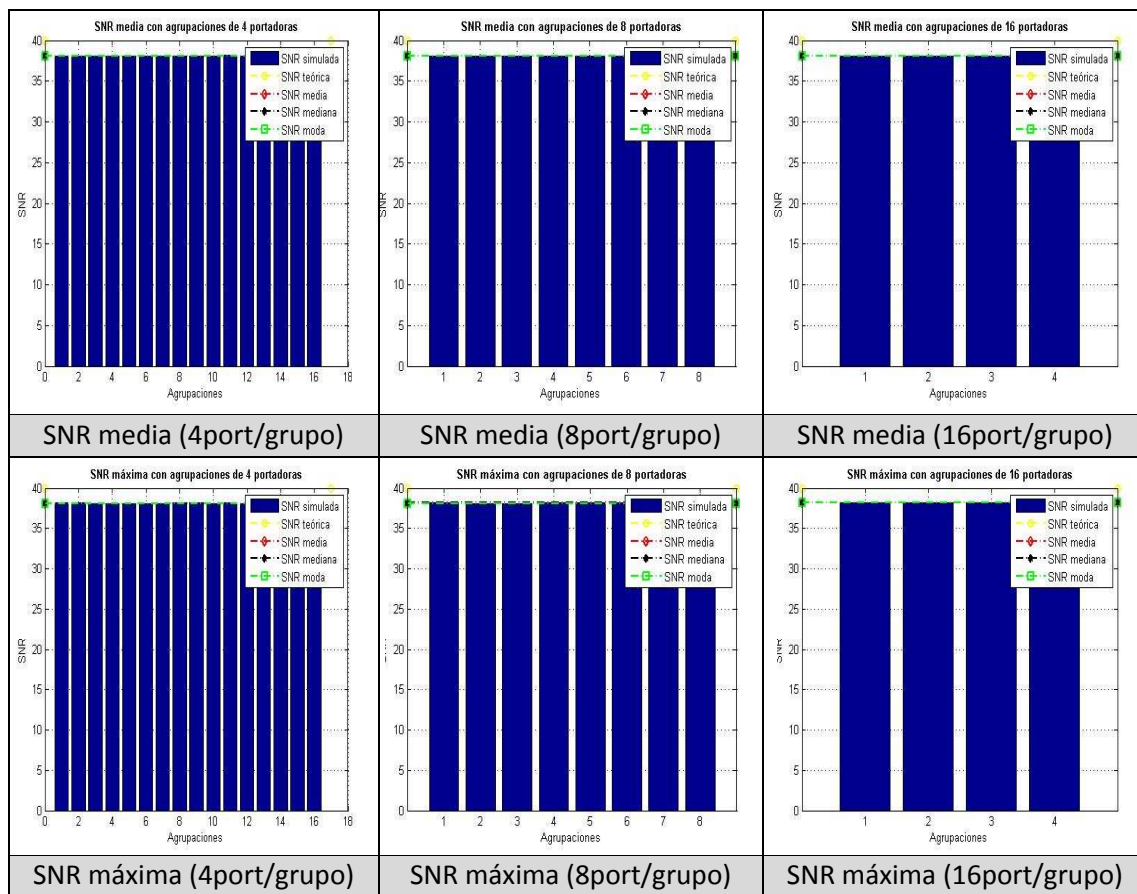


Figura 7.28. SNR media y máxima para BPSK, SNR=40, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

7.5.1.4 Canal HiperLAN2B con codificación

En la figura 7.12 puede verse como con tasas de codificación de 2/3 y 1/2 se consiguen ganancias de codificación de entre 10 y 15 dB's.

Como ocurría con anterioridad para poder comparar simulaciones con datos sin codificar con datos codificados se debe tener en cuenta la tasa de codificación. Por esto para una tasa de

codificación de $1/2$ y $\text{SNR}_{\text{codif}}$ de 15 dB's se debe usar una SNR de 18 dB's y para una tasa de $2/3$ se usará una SNR de unos 16 dB's. Como las simulaciones están realizadas en pasos de 5 dB's únicamente se mostrará las simulaciones de tasa $2/3$ ya que permite obtener aproximaciones sobre las comparación entre datos codificados y datos sin codificar.

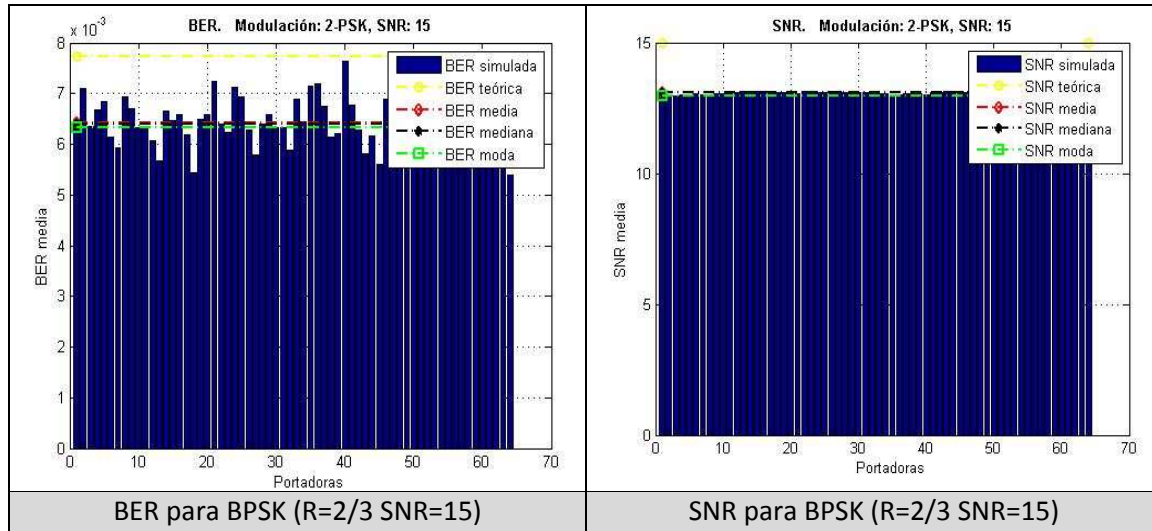


Figura 7.29. BER y SNR para BPSK, SNR=15, canal HiperLAN2B y tasa codif. $2/3$.

De la figura 7.24 puede verse como la SNR media es la misma en la simulación con codificación que en la que no se está usando. De la misma manera y como era de esperar la media, mediana y moda de la BER media han disminuido notablemente.

En cuanto a las agrupaciones se va a ver cómo se comportan para una SNR de 40 dB's y tasa de codificación $R = 1/2$.

En la figura 7.30, en la BER media para 16 portadoras por grupo, puede verse lo beneficioso de usar la codificación, y es que en la BER media para 16 portadoras por grupo sin codificación (figura 7.27) puede verse que el primero de los grupos supera la BER teórica, hecho que no se produce para el caso con codificación.

La BER máxima va a continuar siendo superior a la BER teórica aunque con valores inferiores a los que se obtenían en el caso sin codificación. Además de lo comentado con respecto a los niveles que permite establecer estas simulaciones de la BER máxima de cada grupo, también puede ser útil para el estudio de técnicas minimax.

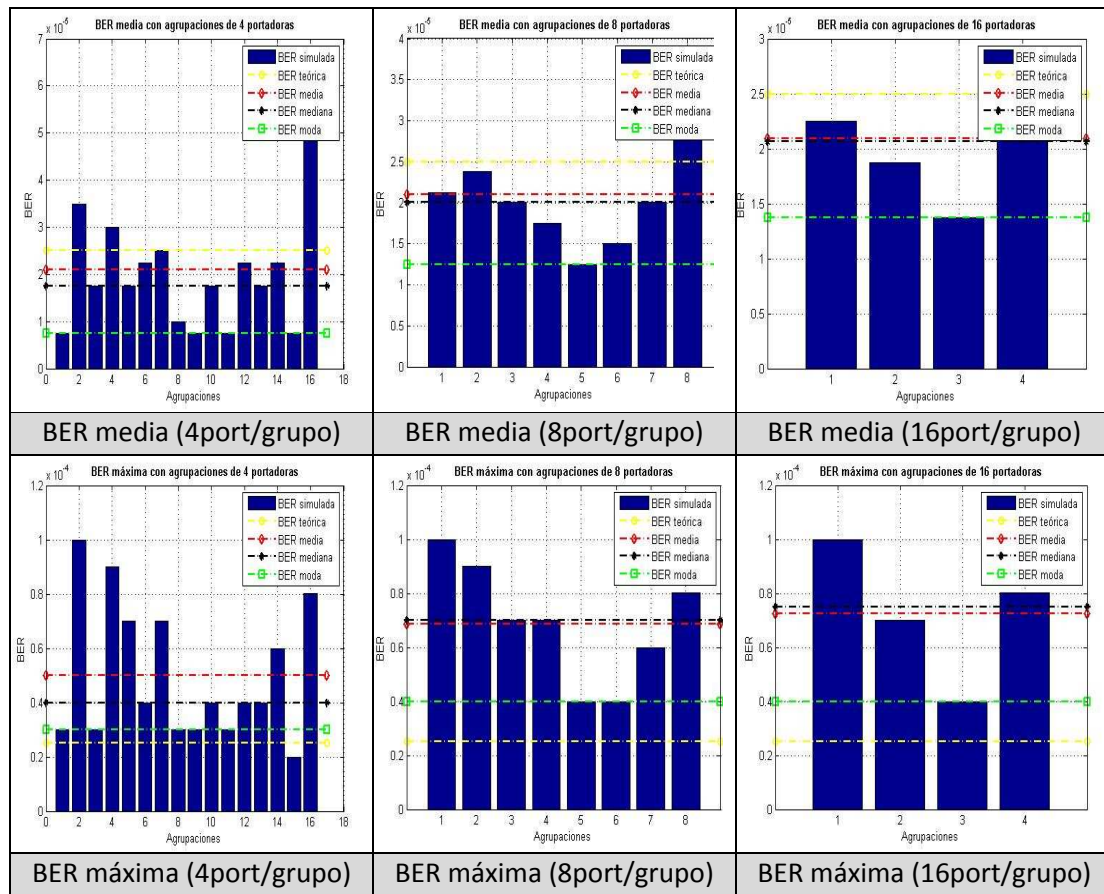


Figura 7.30. BER media y máxima para BPSK, SNR=40, canal HiperLAN2B, tasa codif. 2/3 y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

7.5.2 Medidas de la BER para QPSK

7.5.2.1 Canal AWGN sin codificación

En la figura 7.10 puede verse que se comienzan a obtener BER aceptables a partir de niveles de E_b/N_0 de 5 dB's, de tal forma que si se está trabajando con SNR implica una SNR de unos 8 dB's por tratarse de una QPSK, con lo que comenzaremos las simulaciones a partir de los 10 dB's.

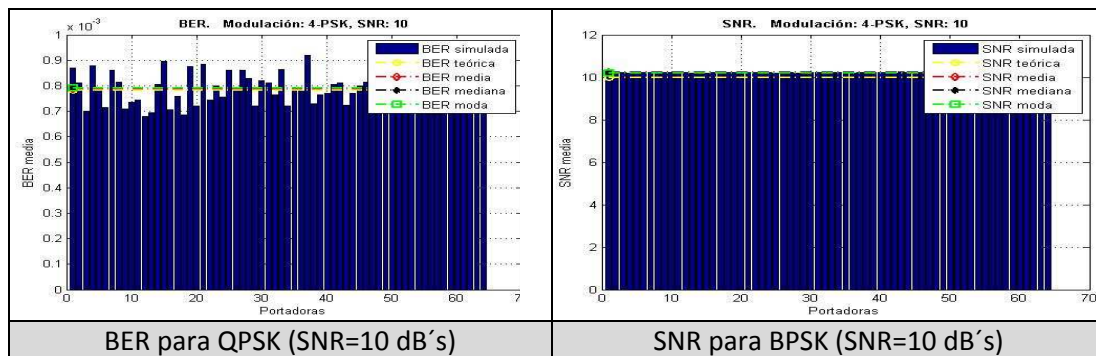


Figura 7.31. BER y SNR para QPSK, SNR=10 y canal AWGN.

Se puede ver en la figura 7.31 como la BER media simulada no es totalmente uniforme, sino que tiene pequeñas oscilaciones entorno a su media, estas pequeñas oscilaciones son introducidas por el AWGN que introduce el canal. También puede verse como la media de la BER media se superpone prácticamente sobre la BER teórica.

En cuanto a la SNR como ocurría para el caso de la BPSK, se comporta de manera uniforme sobre todas las portadoras, es de esperar en un canal AWGN. La SNR media simulada si sitúa ligeramente por encima de la teórica.

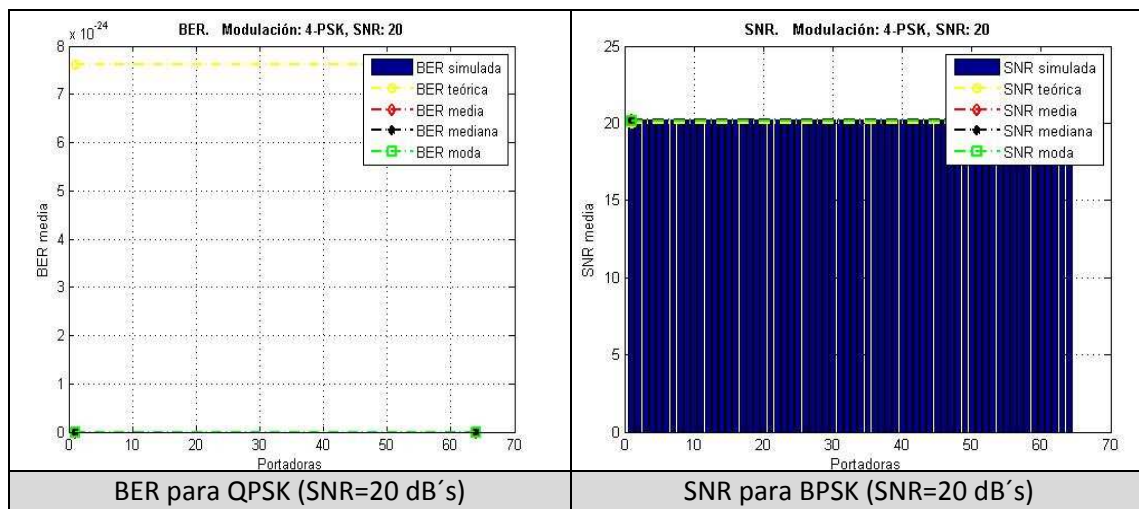


Figura 7.32. BER y SNR para QPSK, SNR=20 y canal AWGN.

Si se usa una SNR mayor se va a ver como rápidamente la BER simulada se reduce considerablemente, por ejemplo en la figura 7.32 puede verse la simulación para una SNR de 20 dB's.

La expresión teórica permite obtener valores de BER de 10^{-24} como el que aparece en la figura 7.32 pero la media, moda y mediana de la BER media simulada es 0. También puede verse como al aumentarse la SNR se ha conseguido que la SNR esté más próxima al valor teórico, además de mantenerse su uniformidad.

Con respecto a las agrupaciones, igualmente existe la posibilidad de realizar grupos de 2, 4, 8, 16 y 32 subportadoras, de tal forma que permita calcular la BER media y máxima y la SNR media y máxima de cada grupo de portadoras. Para poder obtener conclusiones se ha realizado la simulación para una SNR de 10 dB's, figura 7.33

La BER media simulada como puede verse en la figura 7.33, no obtiene muy buenos resultados para agrupaciones superiores a las 4 subportadoras por grupo. Por esto en el caso de que se usara esta modulación con una SNR de 10 dB's se usaría 4 portadoras por grupo, de tal forma que en se tratarían de usar los grupos de portadoras que tienen una BER media simulada inferior a la BER teórica, mientras que las portadoras que no se usaran se podría guardar esa potencia para las portadoras que sí se mandan aumentando de esta manera la SNR en esas portadoras. Este es otro de los conceptos que hay que tener en cuenta y es que no sirve de nada tener agrupaciones grandes de portadoras que se comportan de forma no uniforme, si todos los grupos de portadoras tienen una BER media muy alta. Este es el caso de agrupaciones de 16 portadoras que aparece en la figura 7.33, solo uno de los grupos de 16 portadoras no supera la BER teórica, por esto la elección estaría entre 4 y 8 portadoras por grupo.

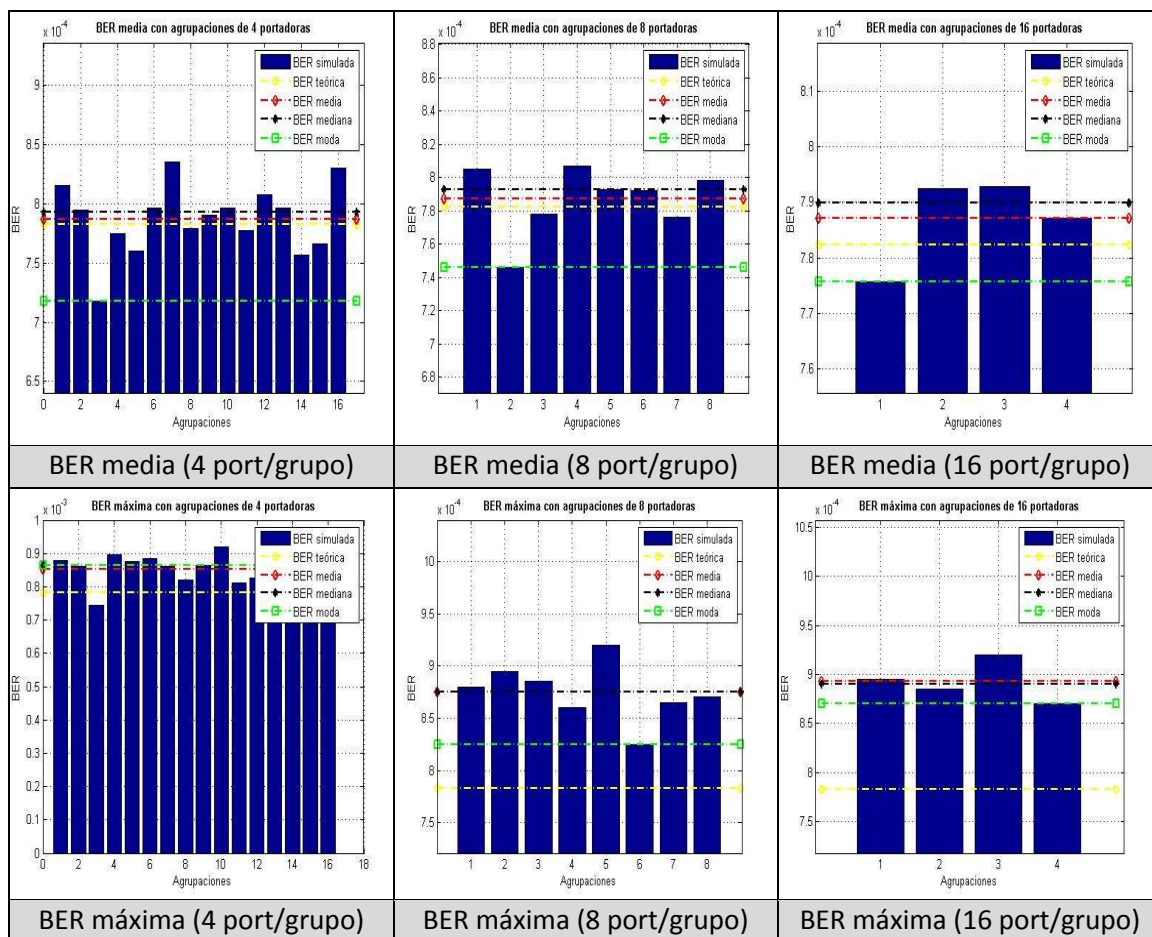


Figura 7.33. BER media y máxima para QPSK, SNR=10, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

una SNR de codificación de 15 dB's y 10 dB's respectivamente, siempre que se comparen los resultados con los obtenidos de una simulación de SNR=10dB's.

En la figura 7.35 pueden verse como afecta la BER media para cada una de las tasas de codificación.

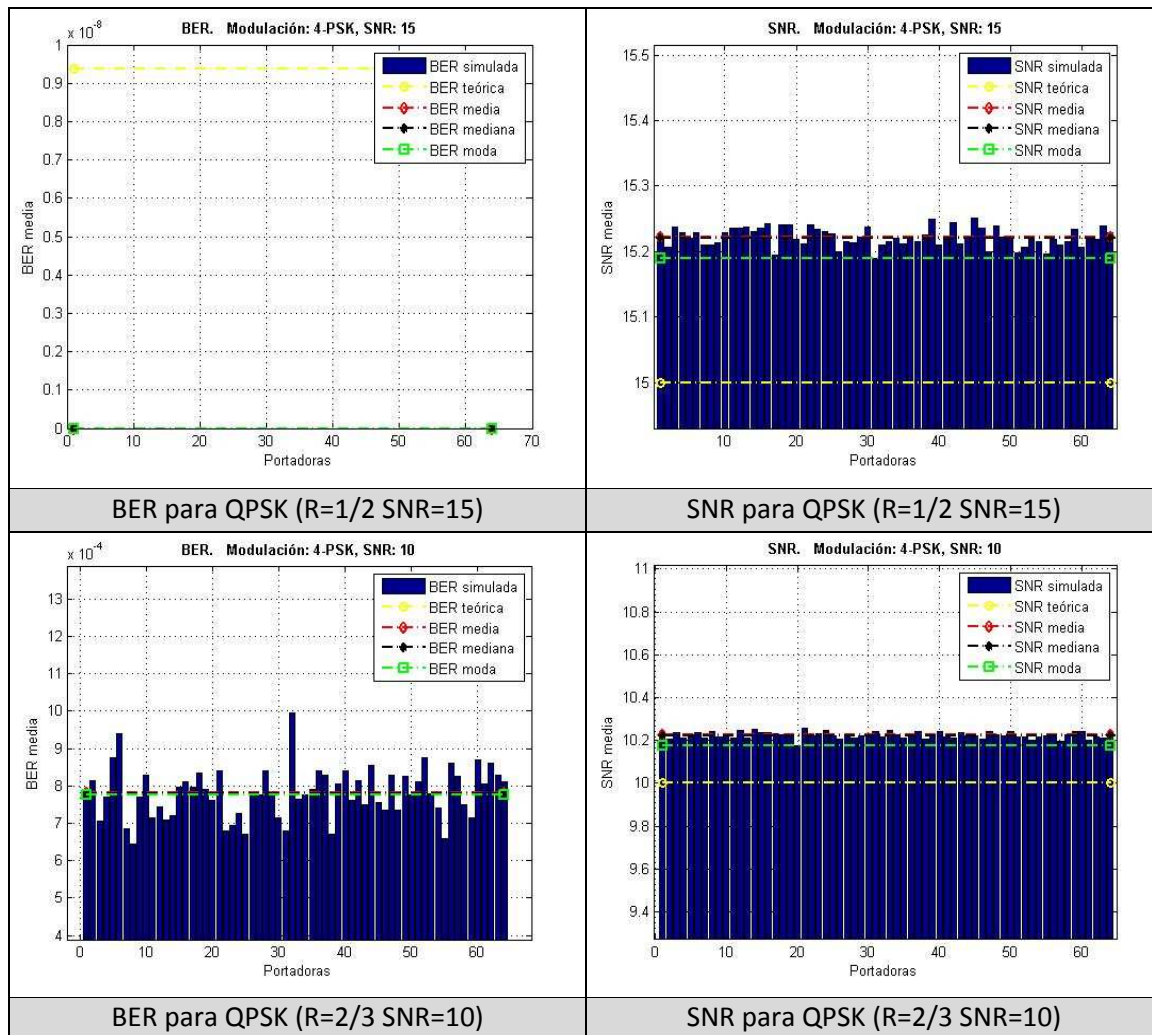


Figura 7.35. BER y SNR para QPSK, canal AWGN y tasa codif. 1/2 y 2/3

Los resultados mostrados en la figura 7.35 son los esperados, para una tasa de codificación 1/2 se consigue que la BER media sea 0 mientras que para una tasa de 2/3 se consigue disminuir los valores de la BER media mostrada en la figura 7.31.

Como para la tasa de codificación de 1/2 se consigue una BER media nula no permite obtener conclusiones acerca de las distintas formas de realizar agrupaciones de portadoras. Por esto se va a usar la tasa de codificación de 2/3 para este tipo de simulaciones.

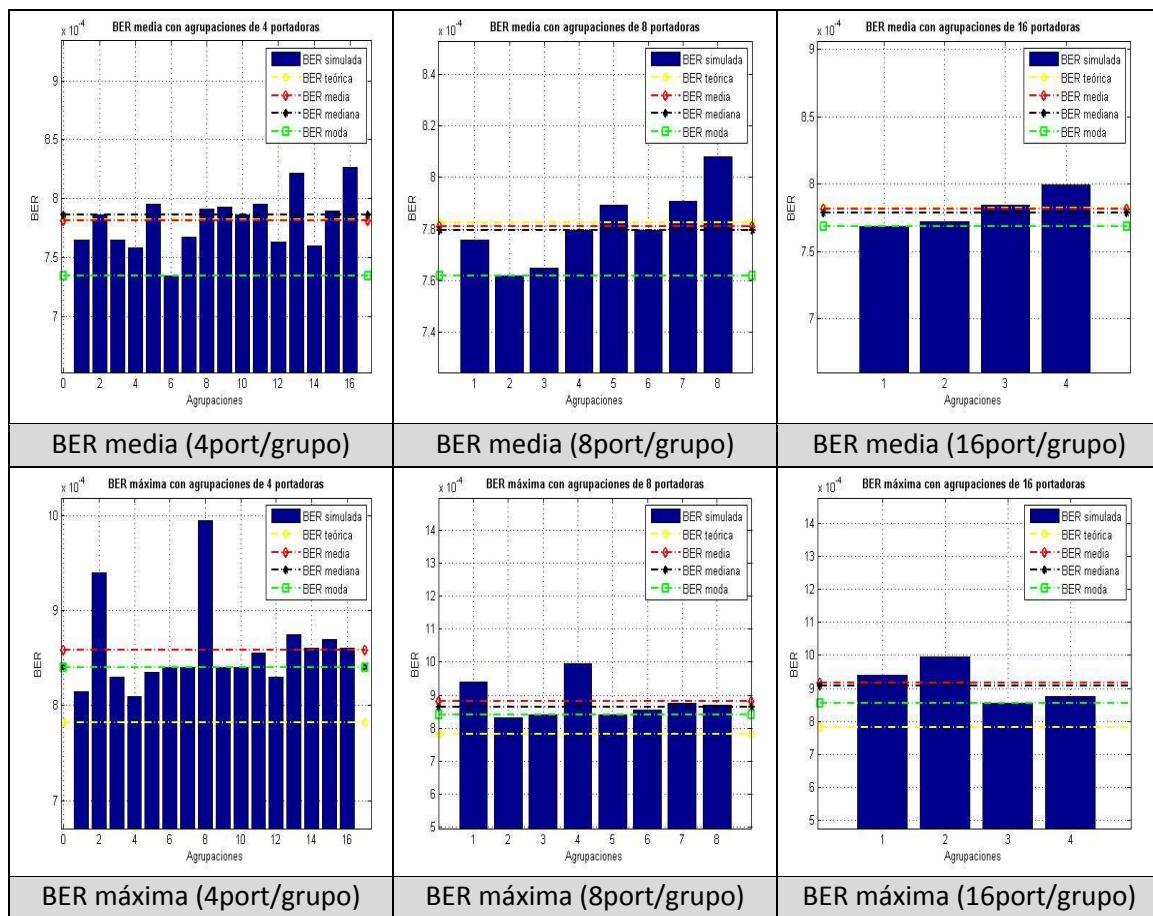


Figura 7.36. BER media y máxima para QPSK, SNR=10, canal AWGN, tasa codif. 2/3 y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

En la figura 7.33 se mostraba en la BER media para agrupaciones de 4 portadoras como había 4 grupos en los que la BER media era tan superior a la teórica que posiblemente no sería bueno usar las portadoras correspondientes a esos grupos. La BER media simulada de la figura 7.36 muestra en salvo 2 grupos, todos los demás son buenos para usar las portadoras correspondientes a esos grupos. Además para el caso de los grupos que están muy próximos a la BER teórica, cabría la posibilidad de usar la potencia no usada en los grupos de portadoras que no se van a usar debido a su alta BER, de tal forma que se aumentaría la SNR en estos grupos disminuyendo la BER media y todo esto usando la misma potencia de transmisión. Pero el introducir la codificación nos está permitiendo el aumentar el número de portadoras por grupo, ahora se podrían usar perfectamente 8 portadoras por grupo manteniendo las consignas que se están teniendo en cuenta: no uniformidad para poder aplicar *subchannel adaptation*, mayor número de portadoras por grupo posible y que pocas de las agrupaciones superen la BER teórica.

La codificación permite el uso de incluso grupos de 8 portadoras y en sistemas sin codificación la figura 7.33 muestra que es muy poco recomendable usarlos.

La SNR no se verá afectada al usar codificación de tal forma que seguirá manteniendo sus características de uniformidad sobre todas las portadoras.

7.5.2.3 Canal HiperLAN2B sin codificación

Como se ha comentado otras tantas veces para obtener valores de BER, en canales HiperLAN2B, con niveles relativamente buenos es necesario el uso de una SNR más altas que las usadas anteriormente. En la figura 7.12 la simulación de la QPSK muestra que para obtener niveles de 10^{-4} se hace necesario una E_b/N_0 de unos 25 dB's por lo tanto se usará una SNR de 30 dB's a la hora de realizar las simulaciones.

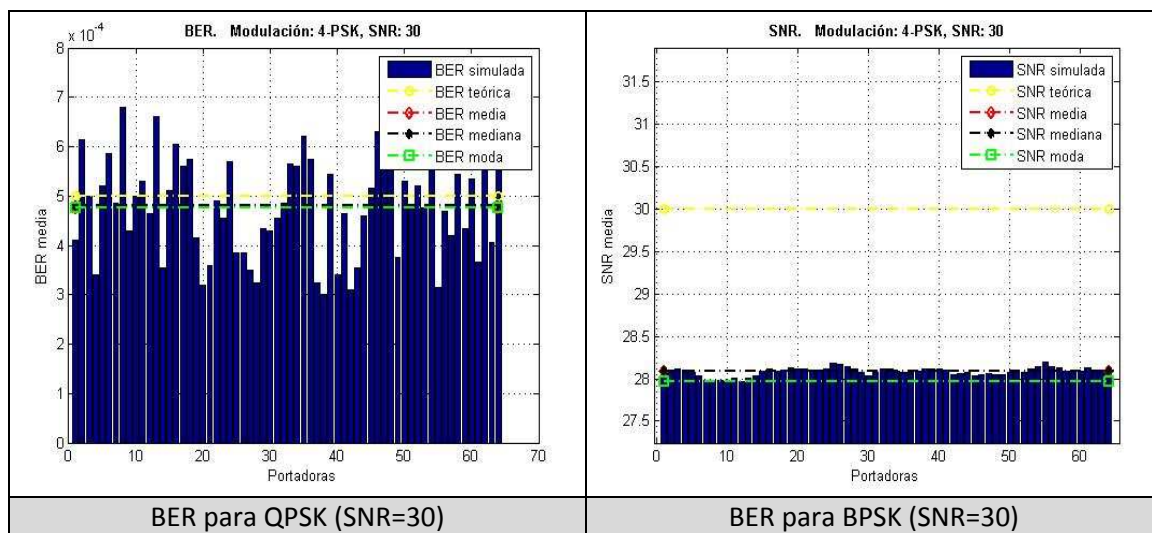


Figura 7.37. BER y SNR para QPSK, SNR=30, canal HiperLAN2B.

La BER media no se comporta de una manera muy uniforme, principalmente por hacer uso del canal HiperLAN2B. Por el contrario, la SNR media presentar unas representaciones bastante uniformes. Para la BER media se puede ver en la figura 7.37 como prácticamente coinciden media, media, moda y teórica. En cuanto a la SNR media simulada se comporta de manera más uniforme que la BER media, ya que las portadoras tendrán una pequeña oscilación sobre la media de ± 0.2 dB's. Además en cuando a la SNR media simulada hay que destacar que la introducción del canal hace que se pierda 2 dB's con respecto a la teórica.

En sistemas de comunicaciones con canal resulta de suma importancia la agrupación de portadoras, para ver cómo se comportan estas agrupaciones en un canal HiperLAN2B puede verse la figura 7.38.

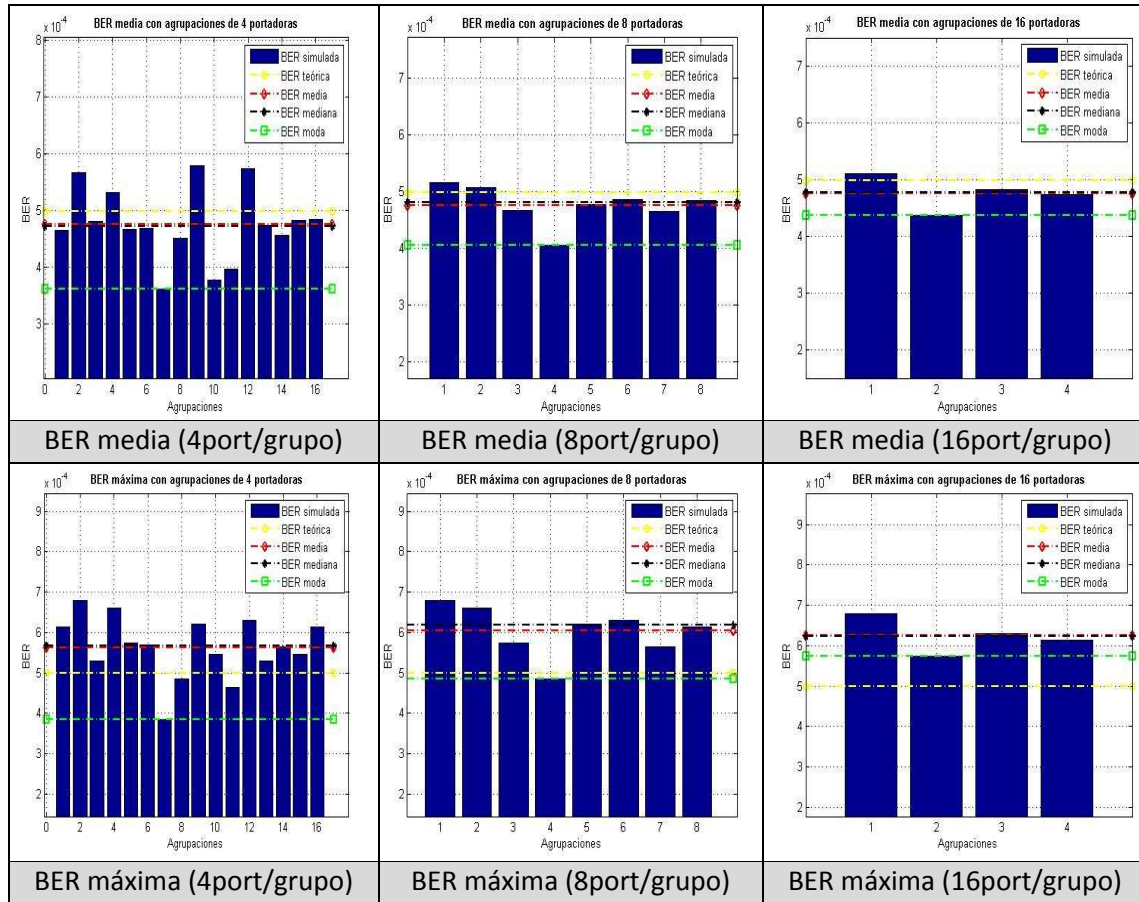


Figura 7.38. BER media y máxima para QPSK, SNR=30, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

Como puede verse en la figura 7.38, sin usar una SNR muy alta se están consiguiendo buenos resultados agrupando portadoras. Al igual que ocurría con BPSK en este caso la mejor elección a la hora de agrupar portadoras es elegir grupos de 16 portadoras, la BER media no se comporta de manera uniforme lo que nos permite usar *subchannel adaptation*. Agrupaciones mayores de 16 subportadoras no tendrían sentido ya que no se ganaría nada por utilizar *subchannel adaptation* al comportarse la BER media de una manera uniforme.

La figura 7.38 muestra la tendencia de la BER media y la BER máxima a uniformizarse a medida que se aumenta el número de portadoras por grupo. Aunque hay que tener en cuenta que la BER media tiende a uniformizarse por debajo de la BER teórica mientras que la BER máxima tiende a uniformizarse por encima de la BER teórica.

En cuanto a la SNR, en la figura 7.39 se ve como varía la SNR en función de las agrupaciones. Como es de esperar a media que se aumenta el número de portadoras por grupo, la uniformidad de la SNR media sobre los grupos de portadoras crece. Aunque esta uniformidad está presente prácticamente en todas las agrupaciones de portadoras, es tal la uniformidad que tanto la SNR media como SNR máxima coinciden, lo que es un claro indicativo de que las variaciones de la SNR media sobre los grupos de portadoras son mínimas. Además se sigue obteniendo esa disminución de 2 dB's de la SNR media con respecto a la teórica.

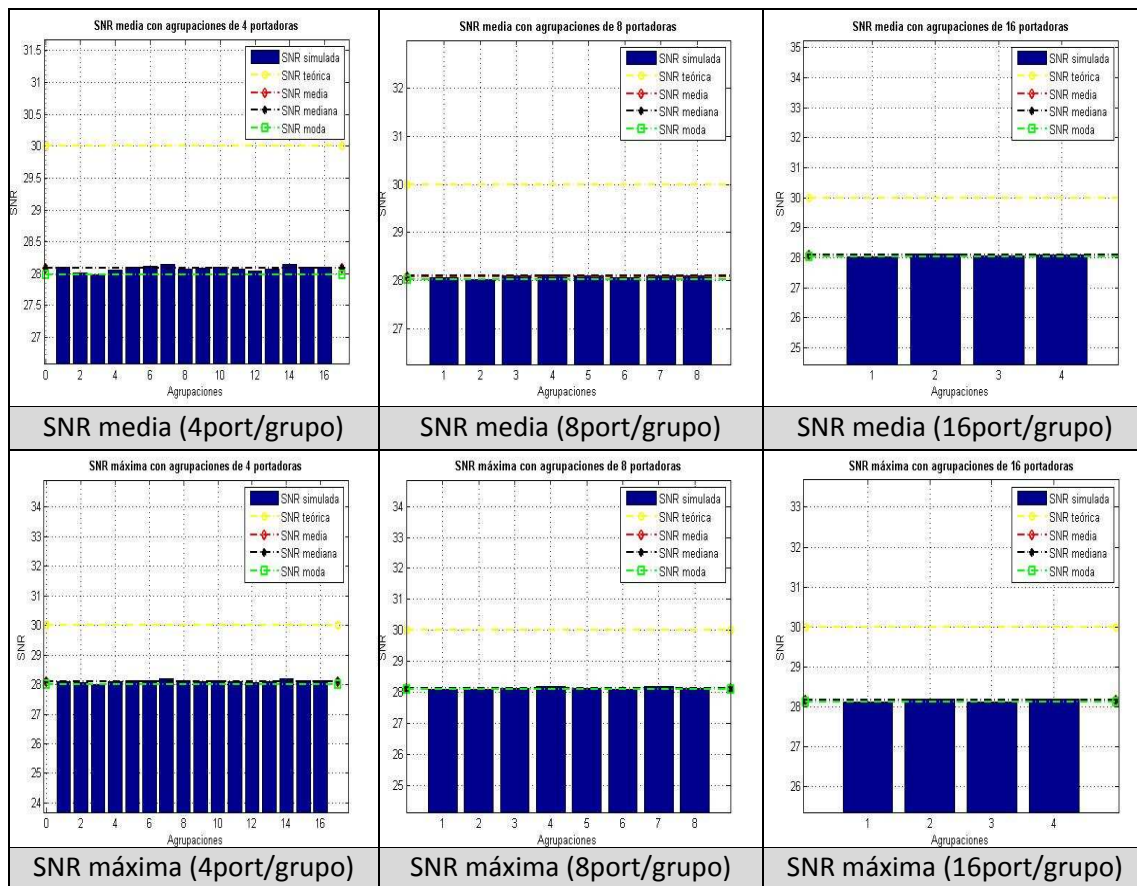


Figura 7.39. SNR media y máxima para QPSK, SNR=30, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

Estos resultado pueden mejorarse introduciendo codificación, como se verá en la siguiente sección.

7.5.2.4 Canal HiperLAN2B con codificación

Como muestra la figura 7.12, la codificación en sistemas de comunicación que atraviesan canales HiperLAN2B es de suma importancia ya que se consiguen ganancias de codificación de entre 10 y 15 dB's para tasas de codificación 2/3 y 1/2 respectivamente.

Es importante tener en cuenta que para poder comparar los resultados obtenidos es necesario que todas las medidas estén sobre E_b/N_0 o en su caso sobre SNR, esto es tener en cuenta la expresión 7.8. De esta forma si se quieren mostrar los resultados para una SNR de 30 dB's, para una tasa de codificación de 1/2 habrá que usar 35 dB's mientras que para una tasa de codificación de 2/3 será suficiente usar 30 dB's, así se obtendrán resultados aproximados pero mostrarán las principales características que se quieren obtener.

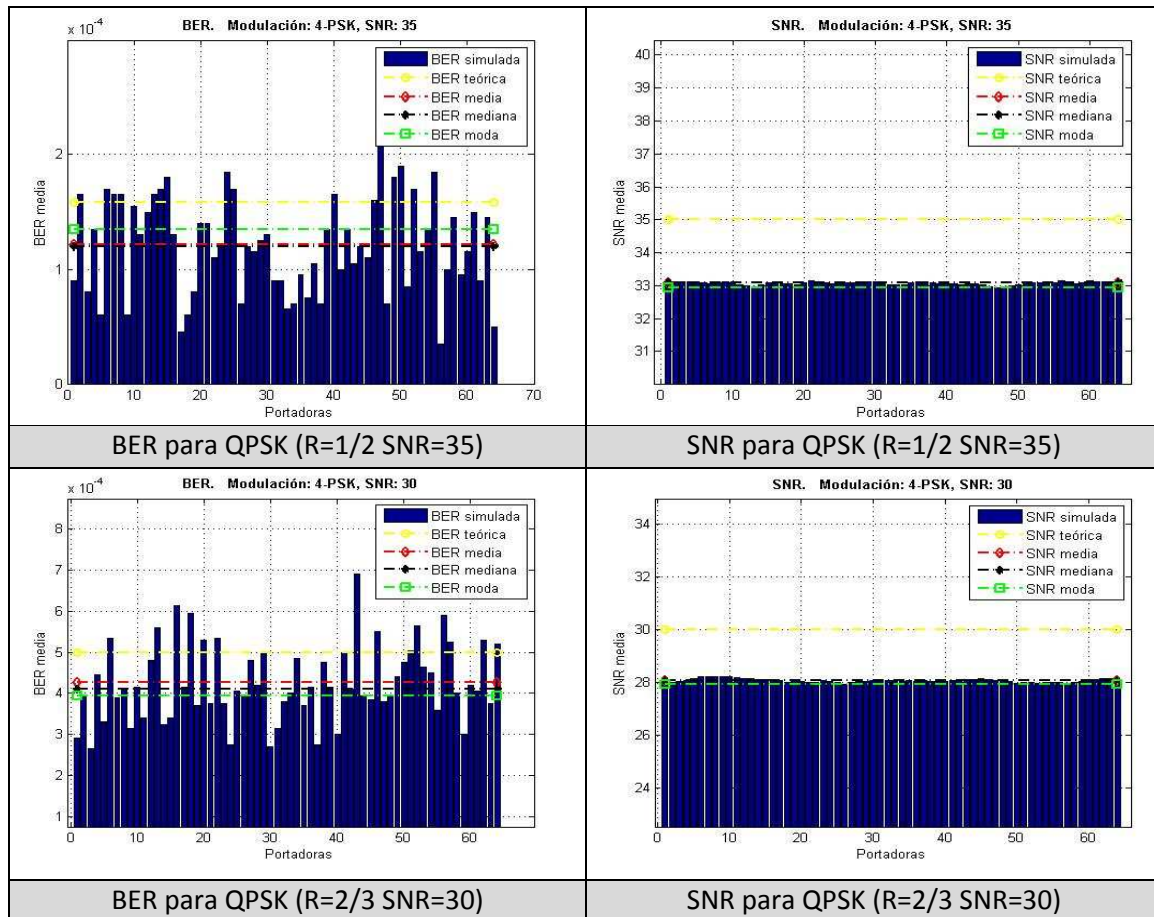


Figura 7.40. BER media para QPSK, canal HiperLAN2B, tasa codif. 1/2 y 2/3.

Si se comparan estos resultados de BER media obtenidos con los de la figura 7.37, se puede ver la mejora que se produce al introducir ambas tasas de codificación. Como ya se sabía la tasa de

codificación de 1/2 obtiene mejores resultados, a cambio la SNR debe ser mayor, lo que exigirá mayor potencia, pero para tasas de codificación de 2/3, la potencia necesaria es aproximadamente la misma que para sin codificación y los resultados son bastante mejores. De esta forma en función de las necesidades se utilizará una u otra.

Con respecto a la agrupación de portadoras los resultados también muestran su mejoría con respecto al no uso de codificación. Como se vio en la figura 7.38 siempre existía un grupo de portadoras que superaba el valor de la BER teórica, lo que podía hacer que este grupo de portadoras no fuera utilizado en la transmisión. La figura 7.41 muestra la BER media en simulaciones en las que se ha usado tasas de codificación de 1/2 y 2/3.

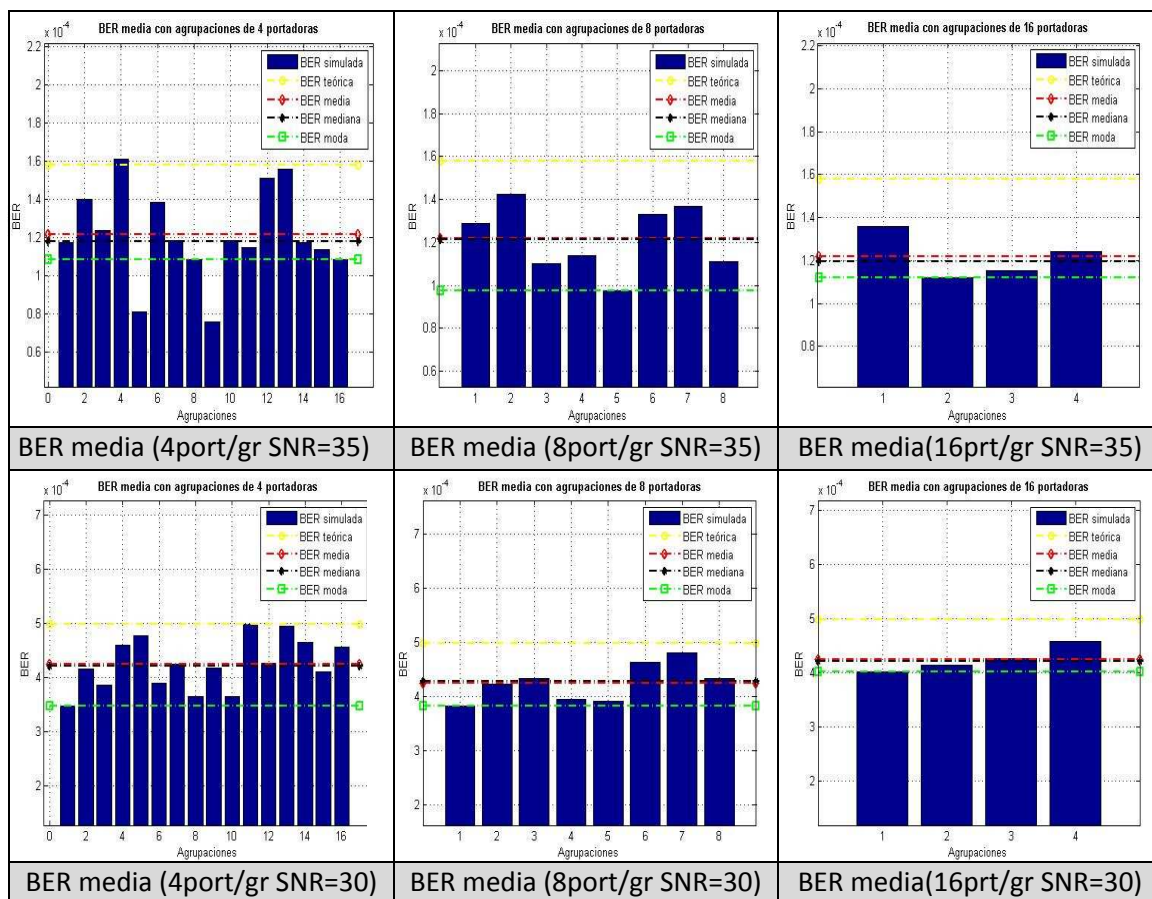


Figura 7.41. BER media para QPSK, canal HiperLAN2B, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa 1/2 y 2/3.

Los resultados obtenidos en la figura 7.41 muestran la gran ventaja de trabajar con codificación y agrupaciones de portadoras y es que para ambas tasas codificación permite trabajar con grupos de 16 portadoras, manteniéndose por debajo de la BER teórica. Incluso la figura 7.38 mostraba la imposibilidad de trabajar con todos los grupos de portadoras cuando

se elegían grupos de 4 portadoras, ahora con codificación la mayor parte de los grupos de portadoras son útiles para la transmisión, si por motivos de seguridad se decidiera no usar alguno de ellos la potencia ahorrada podría usarse para mejorar la SNR de otros grupos de portadoras, manteniendo el mismo consumo de potencia del sistema de transmisión.

7.5.3 Medidas de la BER y SNR para 16QAM

La modulación 16QAM es una de las modulaciones más usadas en sistemas de comunicaciones móviles, por esto se va a ver su comportamiento sobre distintos escenarios.

Igual que para las demás simulaciones se trabajará con 64 portadoras por cada símbolo OFDM.

7.5.3.1 Canal AWGN sin codificación

Primeramente se va a ver el comportamiento que tiene la BER media y la SNR media sobre las portadoras. Para ello se va a usar una SNR de 15 dB's de tal forma que nos proporcione resultados de BER de niveles de 10^{-3} .

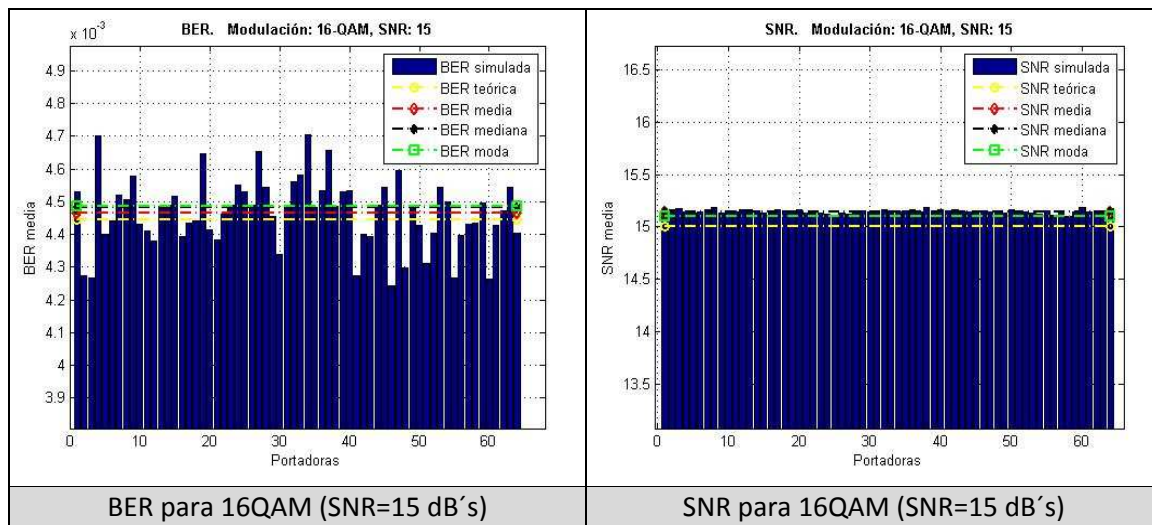


Figura 7.42. BER y SNR para 16QAM, SNR=15dB y canal AWGN.

Como ha sucedido para las anteriores modulaciones realizadas la BER media sufre pequeñas oscilaciones con respecto a la media de valor $\pm 2 \cdot 10^{-4}$, con lo que la BER media puede ser considerada prácticamente uniforme, además su media, media y moda, son aproximadamente la misma.

Con respecto a la SNR media se puede ver en la figura 7.42 que se distribuye de una forma uniforme a lo largo de las 64 portadoras. Además se produce un ligero aumento de la SNR de 0.2 dB's que no produce ninguna mejora sobre la transmisión al ser un aumento mínimo.

Es importante ver como se distribuye la BER media cuando se realizan agrupaciones de 4, 8 y 16 portadoras ya que de esta forma se podrá elegir el grupo de portadoras usado para la transmisión, eligiendo en cada momento el que menor BER media presente y que se comporte de una manera poco uniforme para poder usar *subchannel adaptation*.

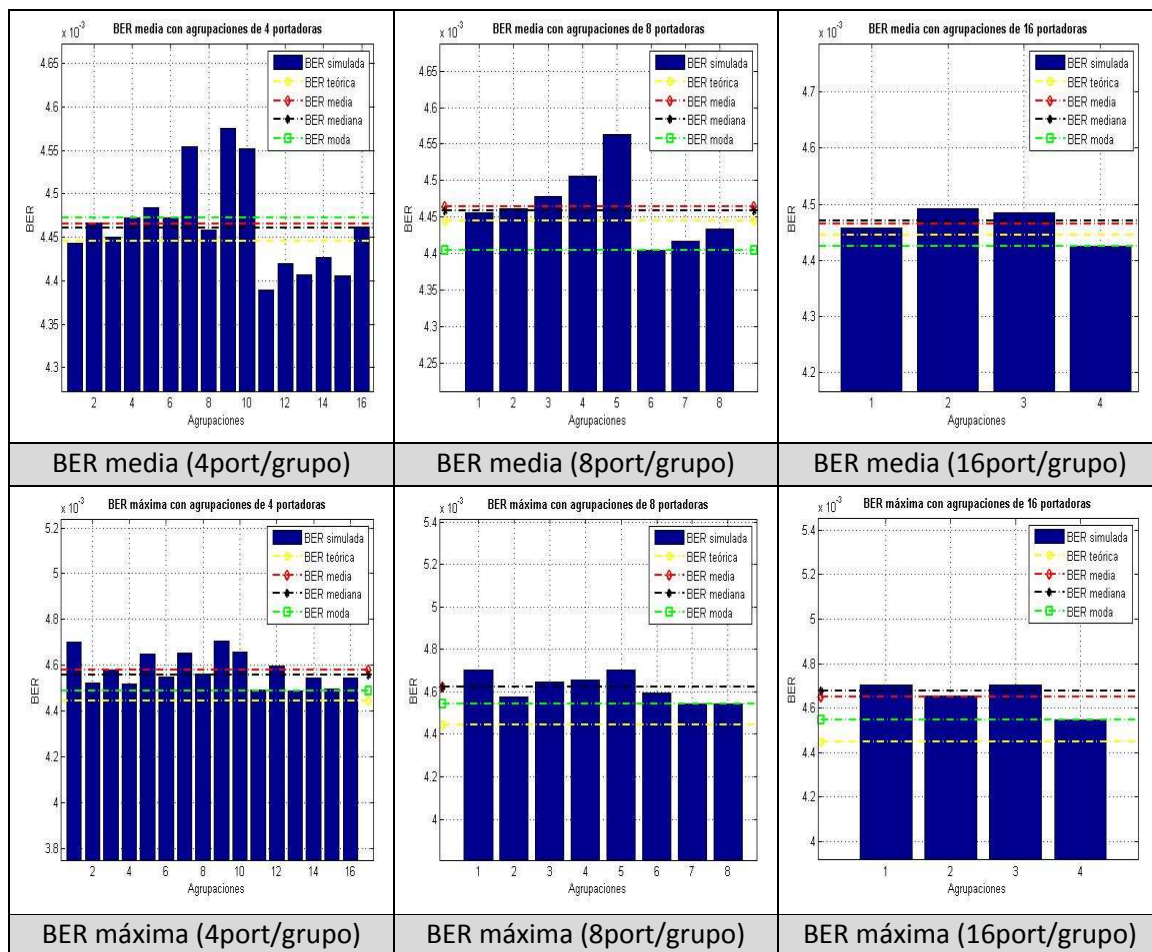


Figura 7.43. BER media y máxima para 16QAM, SNR=15dB's, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

Para modulaciones BPSK y QPSK en canales AWGN se obtuvo que la mejor agrupación a usar fuera tomar grupos de 8 portadoras. En este caso la elección entre elegir 4 portadoras por grupo u 8 es más complicada. En la figura 7.43 puede verse que la BER media para grupos de 4 portadoras, tiene 3 grupos que superan notablemente la BER teórica y otros tantos que la superan en menor medida, por otro lado en la BER media para 8 portadoras por grupo solo 2

de los grupos supera de manera notable la BER teórica (pero menos que con 4 portadoras por grupo). Con todo esto, dado que lo que nos interesa es que las agrupaciones sean lo mayores posibles, una posible solución sería usar 8 portadoras por grupo y no usar los grupos 4 y 5 y aprovechar y usar esta potencia no usada en los grupos 1, 2 y 3 para aumentar su SNR.

Con respecto a la BER máxima los resultados son los esperados, la BER máxima tiende a uniformizarse a un valor superior a la BER teórica.

La SNR media cuando se realizan agrupaciones se comporta de la misma manera independientemente cual sea el número de portadoras por cada grupo usadas. Además puede verse la uniformidad que existe al tener el mismo valor de SNR simulada tanto la SNR media como la SNR máxima.

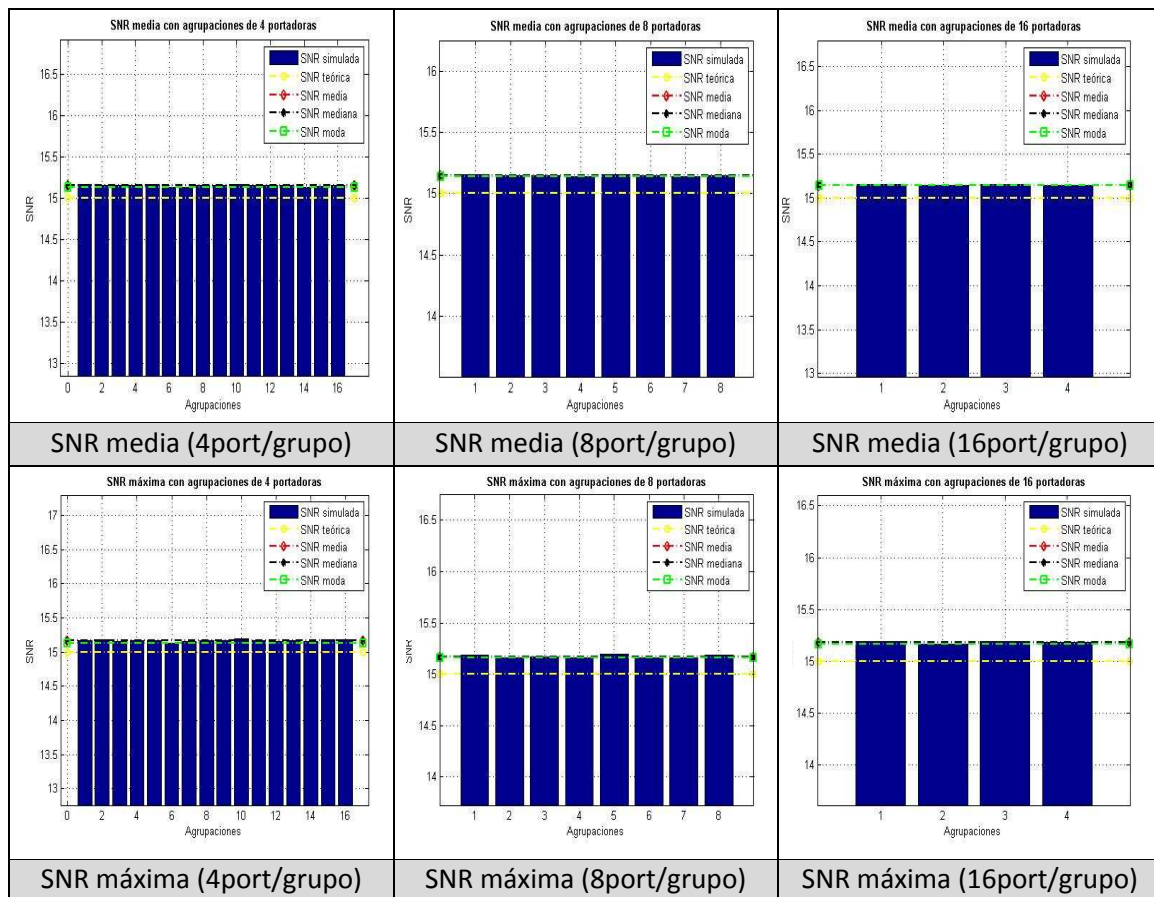


Figura 7.44. SNR media y máxima para 16QAM, SNR=15dB's, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

Estos resultados se mejorarán con el uso de codificación.

7.5.3.2 Canal AWGN con codificación

Las tasas usadas son de 1/2 y 2/3 que permiten obtener ganancias de codificación, ver figura 7.11, de 4 y 2 dB's respectivamente.

En la figura 7.45 puede verse como se distribuye tanto la BER media como la SNR media a lo largo de las 64 portadoras usadas, para unas tasas de codificación de 1/2 y 2/3 respectivamente.

Para poder realizar de forma aproximada la comparación para una SNR de 15dB's sin codificar, en el caso de usar una tasa de 1/2 se usará una SNR de 20 dB's (18dB's sería lo correcto) y para el caso de una tasa de 2/3 se usarán 15 dB's (16dB's sería lo correcto), de esta forma se obtendrán unos resultados aproximados que podrán ser comparados con los obtenidos sin codificar y para 15 dB's.

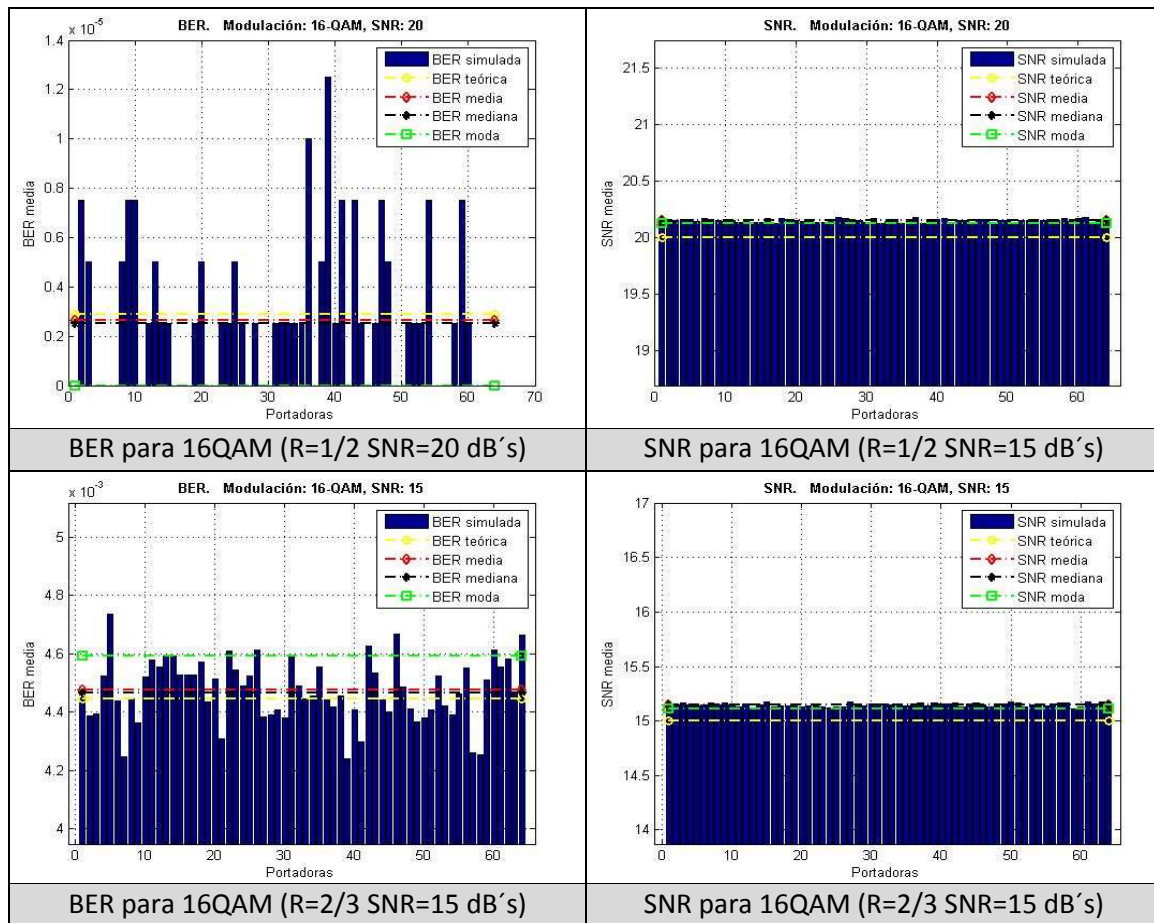


Figura 7.45. BER media y SNR media para 16QAM, canal AWGN y tasas codif 1/2 y 2/3.

Como era de esperar la tasa de codificación 1/2 consigue mejores resultados que la de tasa de codificación 2/3 y aunque las mejoras de la BER media simulada con tasa de codificación 2/3 con respecto a la BER media simulada sin codificación son prácticamente inapreciables, esto puede ser debido a la aproximación que se está realizando de trabajar con una SNR de 15 en lugar de una de 16.76dB's.

La BER media simulada con codificación 1/2 y 2/3 para agrupaciones de 4, 8, y 16 portadoras puede verse en la figura 7.46.

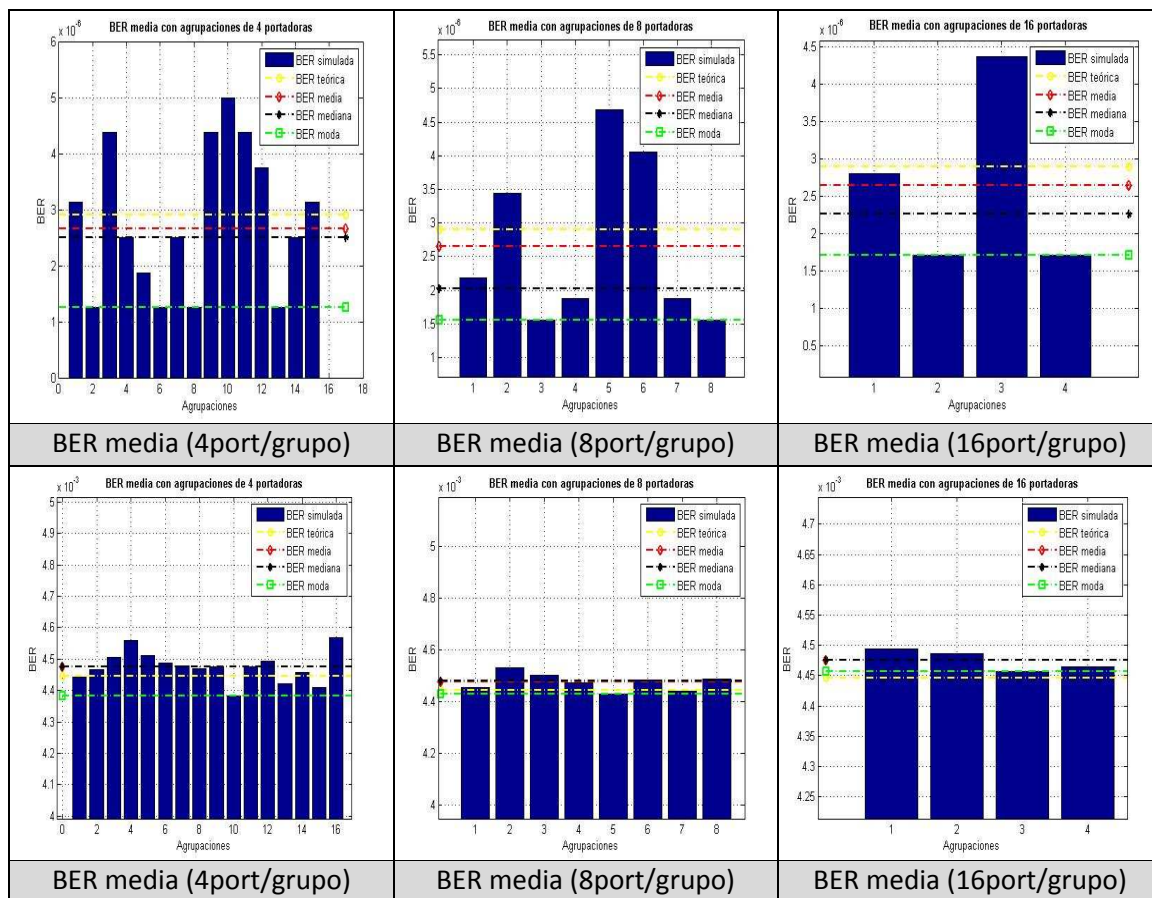


Figura 7.46. BER media para 16QAM, canal AWGN, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa 1/2 y 2/3

Para el caso de codificación de 1/2 una opción por la que decantarse a la hora de realizar agrupaciones sería usar agrupaciones de 16 portadoras y no usar el tercer grupo y aprovechar esta potencia ahorrada en el resto de grupos de portadoras para aumentar su SNR. Para la tasa de codificación 2/3 no está tan claro, posiblemente trabajar con grupos de 8 o de 16 portadoras ofrecería resultados prácticamente idénticos. En el apartado 7.5.3.4 se verá codificación sobre canales HiperLAN2B y será ahí donde si se aprecie verdaderamente el uso

de codificación. Aunque se puede ver como la codificación permite aumentar el número de portadoras por grupo, de la misma forma que ocurría con anteriores modulaciones, se ha conseguido que agrupaciones de 16 portadoras por grupo sobre canales AWGN tengan sentido.

La SNR media tiene el mismo comportamiento uniforme que tenía cuando no se realizaban agrupaciones, con lo que en todo caso la uniformidad sobre las portadoras aumentará.

7.5.3.3 Canal HiperLAN2B sin codificación

Para realizar simulaciones sobre canal HiperLAN2B primeramente se elegirá la SNR para obtener un nivel de BER media apropiada, para ello usaremos la figura 7.13. Eligiendo una SNR de 35 dB's ($E_b/N_0=30$ dB's) se obtienen unos niveles de BER media entorno a 10^{-4} .

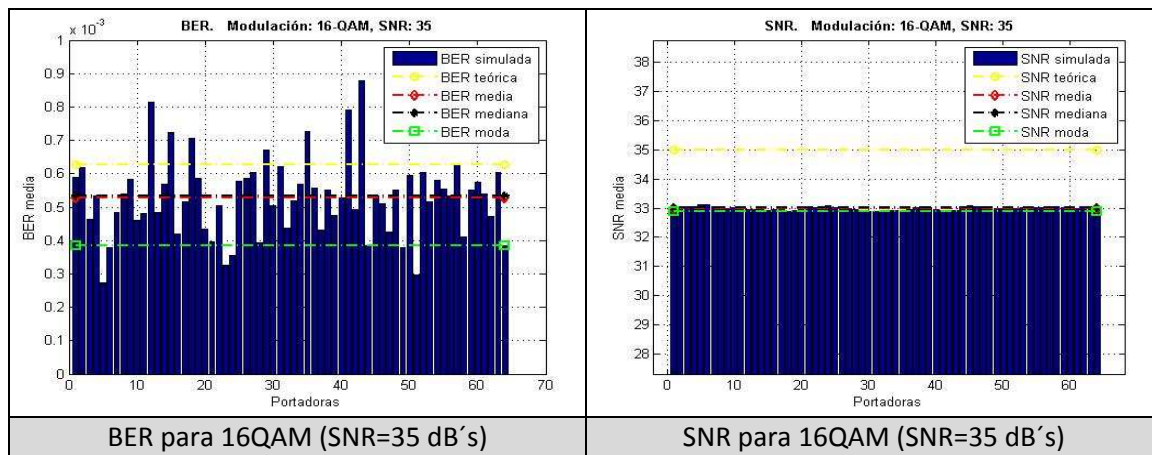


Figura 7.47. BER y SNR para 16QAM, SNR=35dB y canal HiperLAN2B.

Antes de comentar nada con respecto a la BER media hay que fijarse en la figura 7.13 y darse cuenta que hay un pequeño desajuste entre la BER teórica y la BER simulada. El desajuste es muy pequeño pero al trabajar con niveles de BER (10^{-4}) tan pequeños pueden suceder cosas como las que pueden apreciarse en la figura 7.47 y es que la media de la BER media debería aproximarse más a la BER teórica. Esta observación va a ser de suma importancia a la hora de realizar agrupaciones de portadoras.

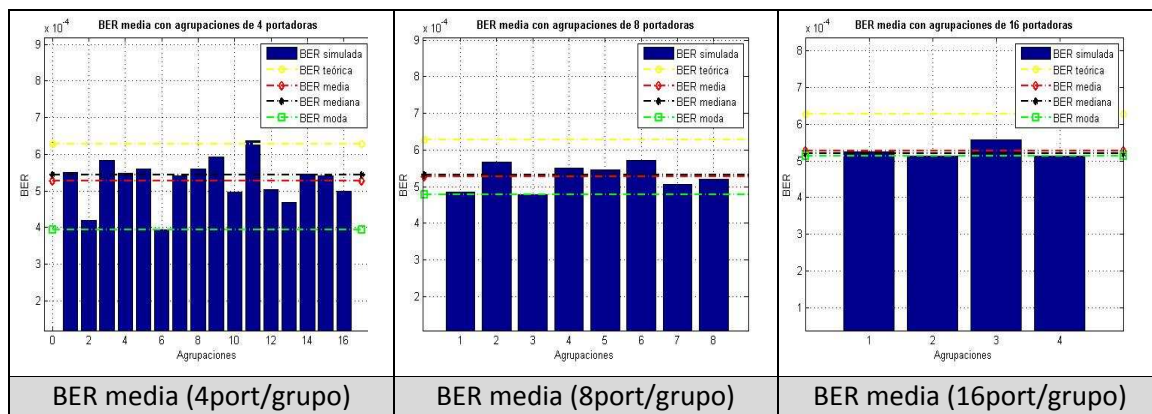
La BER media tiene oscilaciones de entre $\pm 2 \cdot 10^{-4}$ debido a los desvanecimientos que introduce el canal por el multitrayecto sufrido durante la transmisión, produciendo picos en la BER media sobre algunas portadoras. Estos valores tan altos en la BER media simulada

provocarán que las agrupaciones que los contengan tengan mayores posibilidades de tener BER medias superiores a la teórica.

La SNR media se mantiene muy uniforme a lo largo de todas las portadoras, manteniendo la diferencia de 2 dB's de la SNR media simulada con respecto a la SNR teórica que aparecía en anteriores simulaciones.

En cuanto a las agrupaciones, en la figura 7.48 se va a poder ver como la mejor elección de agrupación de portadoras es usar 16 portadoras por grupo, como hasta ahora ha ocurrido en el resto de simulaciones que se han realizado sobre canal HiperLAN2B, esta agrupación permite trabajar con una BER media simulada por debajo de la BER teórica en todos sus grupos. Se puede llegar a pensar en usar agrupaciones de 8 portadoras pero como se ha comentado antes existe un pequeño desajuste entre la BER simulada y la BER teórica esto provoca que la BER simulada y por consiguiente su media, mediana y moda se encuentren un poco más debajo de lo debido, si estas se encontraran en su posición óptima por lo menos 4 de los 9 grupos de portadoras existentes cuando se realizan agrupaciones de 8 portadoras quedarían por encima de la BER teórica. Lo mismo ocurriría para agrupaciones de 4 portadoras y decir que para agrupaciones de 16 portadoras quizás el grupo tercero de portadoras pueda superar la BER teórica, por esto para obtener mejores resultados se usa la codificación. Aunque hay que decir que agrupaciones de 16 portadoras están provocando un comportamiento un tanto uniforme, lo que puede limitar el uso de *subchannel adaptation*.

La BER máxima va a permitir ver qué grupo de portadoras tienen mayor posibilidad de tener una BER media superior a la BER teórica, además de permitir estudios como los indicados en anteriores apartados.



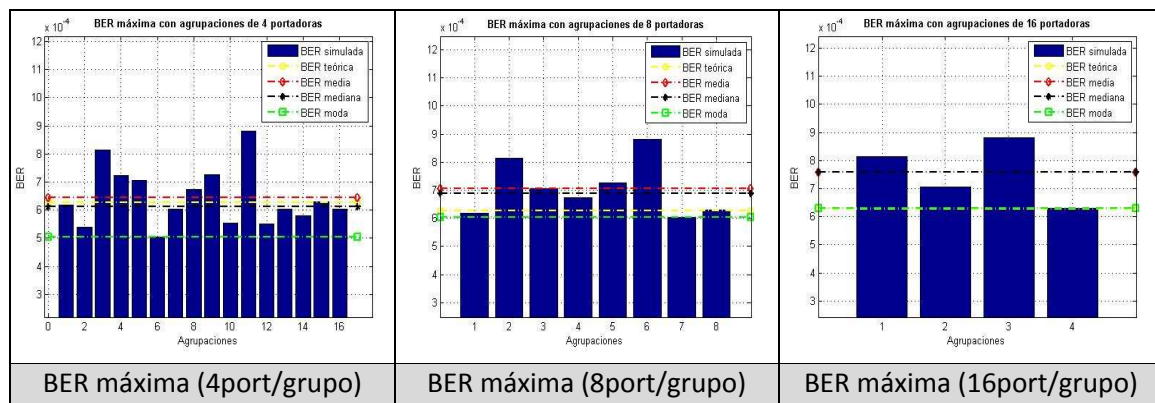


Figura 7.48. BER media y máxima para 16QAM, SNR=35dB's, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

La SNR se comporta de igual manera que lo hacía en anteriores simulaciones sobre canales HiperLAN2B, la SNR media simulada es 2 dB's inferior que la SNR teórica y además sigue manteniendo sus propiedades de uniformidad, la SNR media y SNR máxima coinciden, figura 7.49.

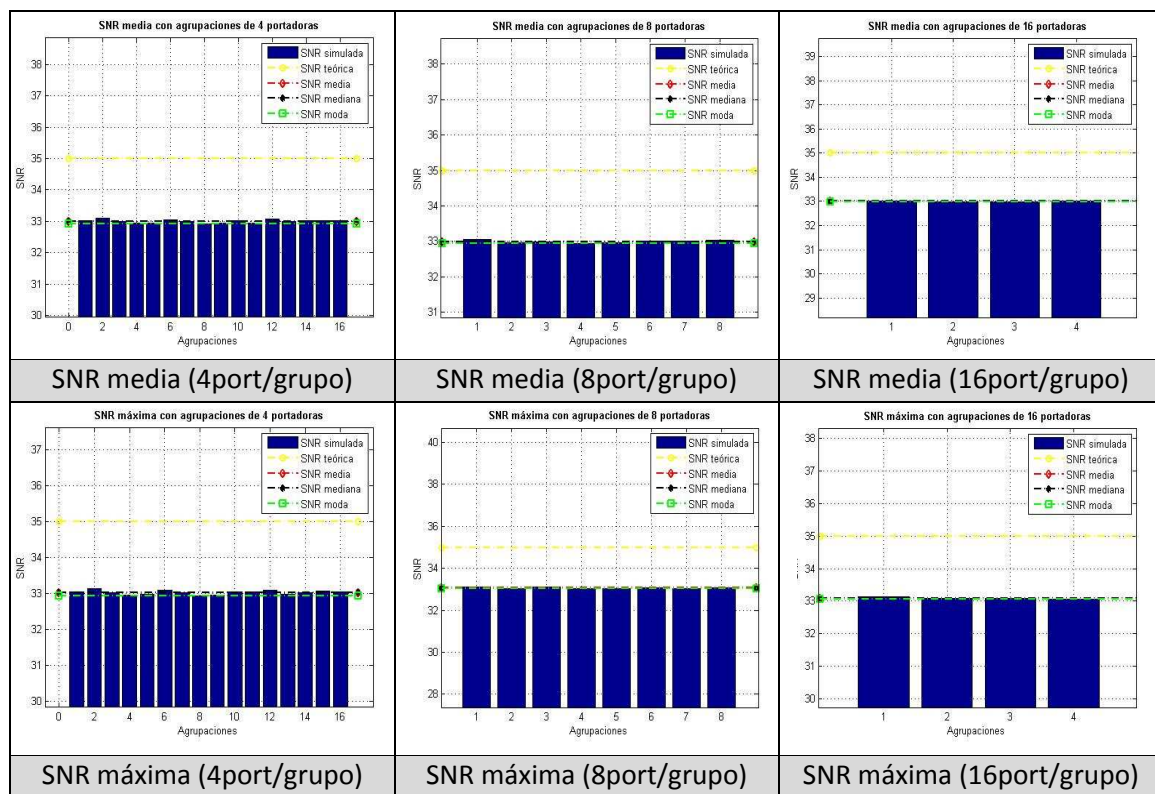


Figura 7.49. SNR media y máxima para 16QAM, SNR=35dB's, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

7.5.3.4 Canal HiperLAN2B con codificación

Aunque los resultados obtenidos en la sección 7.5.3.3 son buenos para estar trabajando sin codificación, se van a ver las simulaciones realizadas con tasas de codificación de 1/2 y 2/3 para ver cuál es el margen de mejora posible.

Si se realizan las simulaciones en niveles de BER como los que se obtuvieron anteriormente se necesita una SNR de 35 dB's en el caso sin codificar, lo que corresponderá por la expresión 7.8 a una SNR de 40 dB's para una tasa de 1/2 y 35 dB's para una tasa de 2/3, de esta forma se van a obtener resultados aproximados pero serán suficientes para realizar una comparación entre los resultados en lo que no se introduce codificación y entre los que sí se introduce.

En la figura 7.50 puede verse como se distribuyen la BER media y la SNR media para tasas de codificación de 1/2 y 2/3.

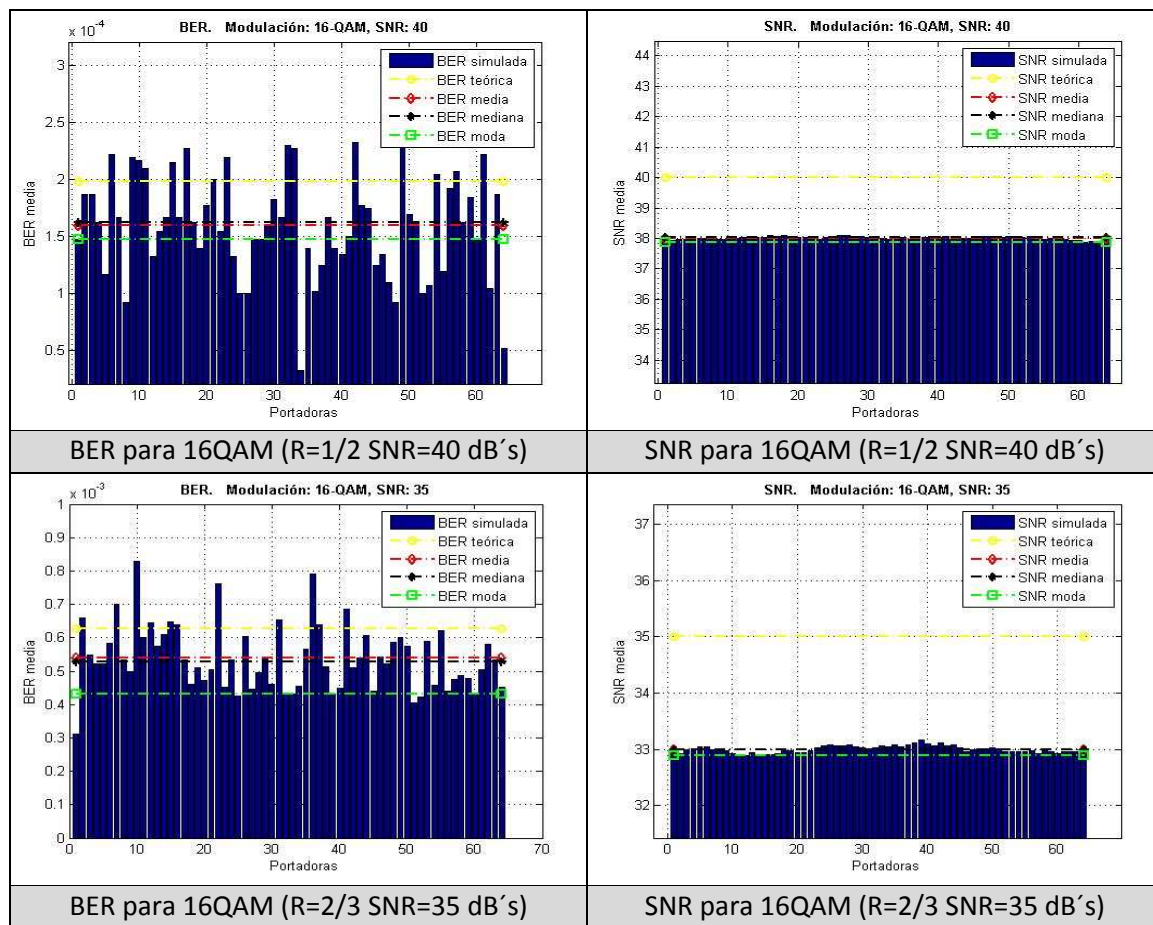


Figura 7.50. BER media y SNR media para 16QAM, canal HiperLAN2B y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

La SNR media se sitúa como lo ha hecho hasta ahora, 2 dB's por debajo de la BER teórica y sigue siendo uniforme a lo largo de todas las portadoras.

Con respecto a la BER media, claramente se ven las mejoras que introduce la tasa de codificación 1/2 a cambio de necesitar una SNR un poco mayor, la media de la BER media simulada a descendido notablemente y se sitúa por debajo de la BER teórica. Sin embargo para la tasa de 2/3 las mejoras no son tan apreciables y es que si se va a la figura 7.13 puede verse que para una SNR de 35 dB's, se tiene una E_b/N_0 de unos 29 dB's y para esta E_b/N_0 la diferencias son muy pequeñas entre la BER para la 16 QAM con tasa de codificación 2/3 y la BER para la 16 QAM sin codificación, además también influye el que se esté trabajando con una SNR de 35 dB's y no con una de 36.7ⁱⁱⁱ dB's que sería lo óptimo.

Las simulaciones de la figura 7.48 muestran buenos resultados para las agrupaciones de 8 y 16 portadoras por grupo de tal forma que lo que se va a hacer en las siguientes simulaciones es ver que mejoras se introducen en la BER media al introducir tasas de codificación de 1/2 y 2/3.

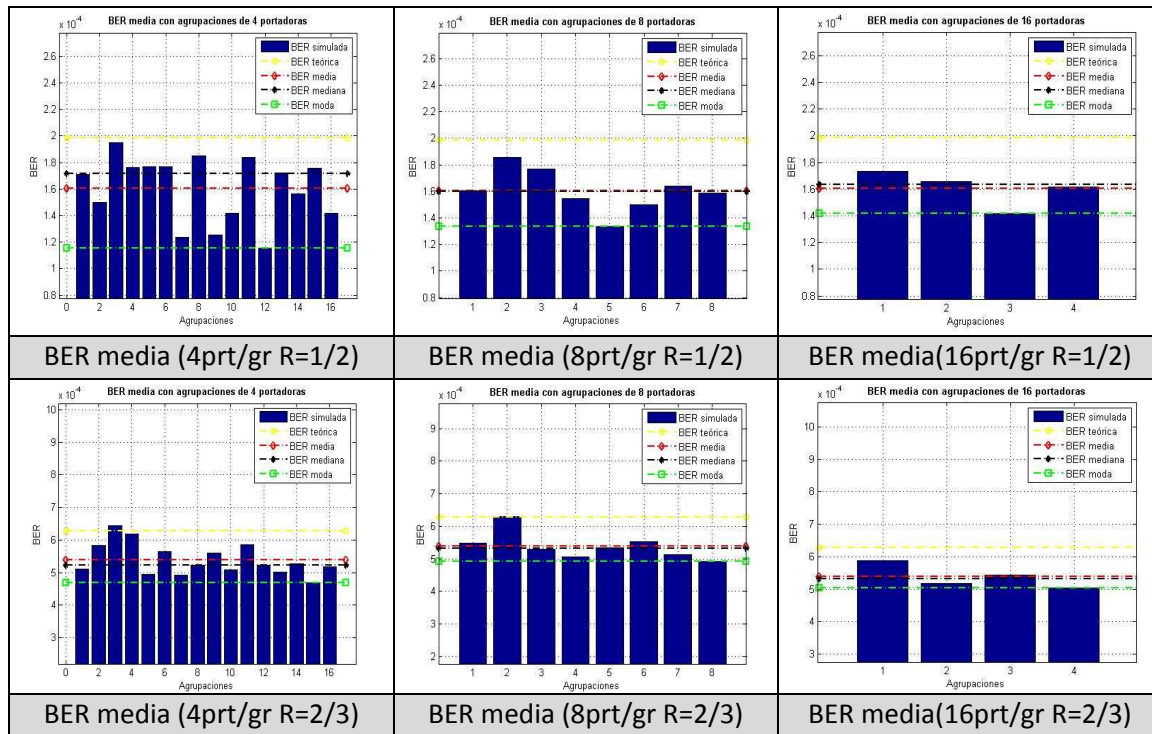


Figura 7.51. BER media para 16QAM, canal HiperLAN2B, SNR=40 y 35 dB's, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa 1/2 y 2/3

ⁱⁱⁱ Se obtiene de la expresión 7.8 $\rightarrow SNR=29dB's+10\cdot\log_{10}(4)-10\cdot\log_{10}(2/3)=36.78dB's$

Los resultados han de ser comparados con los obtenidos en la figura 7.48, de esta forma se puede decir que la BER media simulada para una tasa de codificación de 1/2 consigue mejoras muy grandes y es que hay que tener en cuenta que la BER teórica media para SNR de 35 dB's es de unos $6.2 \cdot 10^{-4}$ (y no de $2 \cdot 10^{-4}$, esto sería para una 16QAM con una SNR de 40 dB y sin codificar, no es el caso) y consigue disminuir hasta una BER media simulada de entorno a los $1.6 \cdot 10^{-4}$, además usando esta codificación de forma conjunta con agrupaciones de 16 portadoras haría al sistema de comunicaciones muy robusto.

Para el caso de una tasa de codificación de 2/3 se usará igualmente agrupaciones de 16 portadoras ya que permite de igual manera tener todas sus agrupaciones por debajo de la BER teórica.

Si se representan las BER máxima, esta no muestra las posibles portadoras que pueden llegar a sobre para la BER teórica que serán aquellas que destaquen por encima de las demás.

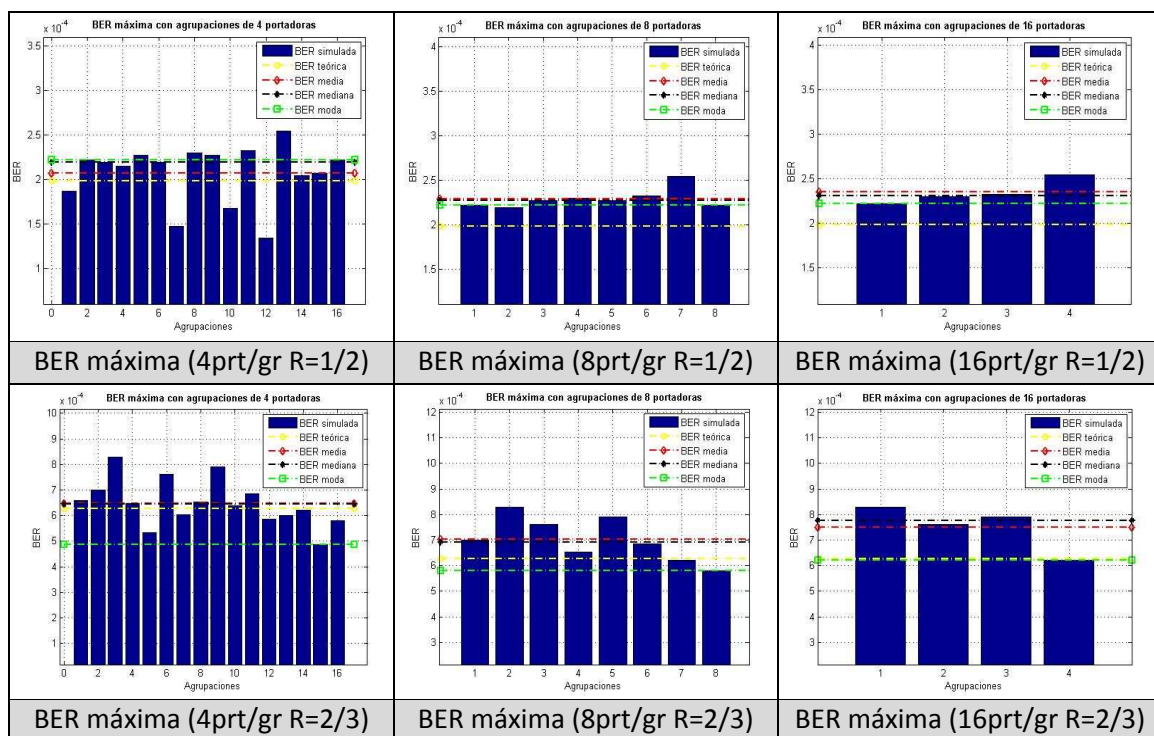


Figura 7.52. BER máxima para 16QAM, canal HiperLAN2B, SNR=40 y 35 dB's, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa 1/2 y 2/3

La SNR se va a comportar como lo ha hecho siempre para el caso de canales HiperLAN2B, la BER simulada estará 2 dB's por debajo de la BER teórica y además será uniforme a lo largo de cada una de las agrupaciones.

7.5.4 Medidas de la BER y SNR para 64 QAM

La modulación 64QAM es una de las modulaciones que únicamente se usará en casos en los que el canal presente muy buenas condiciones ya que, de no ser así, necesitaría de una alta E_b/N_0 para obtener BER de niveles aceptables. Aún así en las siguientes simulaciones se va a poder ver el comportamiento de la 64QAM sobre canales que sólo introducen AWGN o sobre canales que además introducen desvanecimientos debidos a multitrayectos.

7.5.4.1 Canal AWGN sin codificar.

Se puede ver en la figura 7.11 que una E_b/N_0 de 12 dB consigue niveles de BER entorno a 10^{-3} , de esta forma como las simulaciones están hechas sobre SNR se necesitará una SNR de unos 20 dB. Con esta SNR se va a ver en la figura 7.53 como se distribuye la BER media y la SNR media sobre las 64 portadoras.

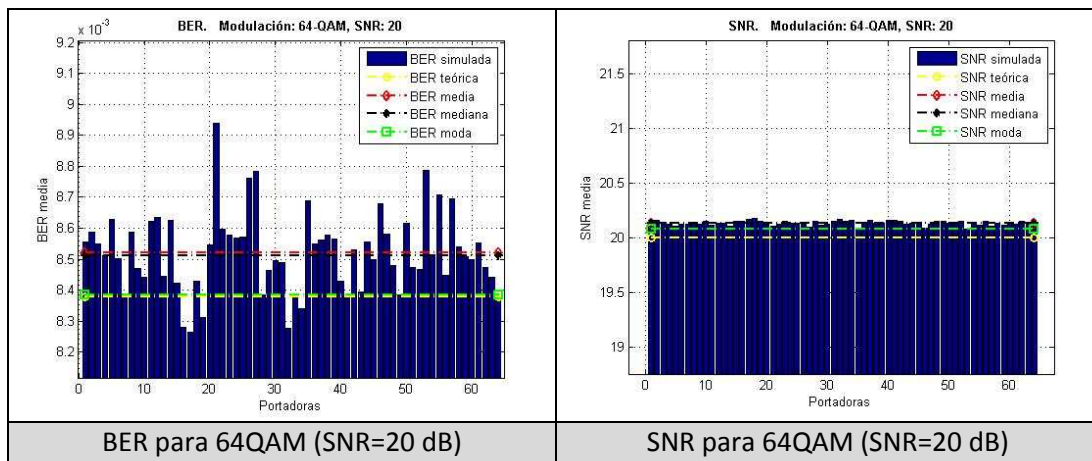


Figura 7.53. BER y SNR para 64QAM, SNR=20dB y canal HiperLAN2B.

Es importante destacar el hecho de que se están trabajando con SNR de 20 dB que se trata de SNR alta para ser solamente un canal AWGN y se están consiguiendo BER de 10^{-3} y muy cercanas a 10^{-2} .

La BER que media que aparece en la figura 7.53 se comporta de una manera poco uniforme, en comparación con anteriores modulaciones sobre canales AWGN. La media de la BER media se ve desplazada sobre la BER teórica principalmente debido a algunos de los picos (*outliers*) que aparecen sobre algunas de las portadoras, aún así se trata de un desplazamiento muy pequeño siendo aproximadamente de $1 \cdot 10^{-4}$.

Por otro lado la SNR se comporta de una manera muy uniforme aunque aparece un ligero aumento sobre la SNR media simulada, como en para anteriores simulaciones sobre canales AWGN de unos 0.23 dB.

Aunque se aumente la SNR puede verse en la figura 7.54 como no aparece uniformidad sobre la BER media, pero se sigue manteniendo la uniformidad sobre la SNR media simulada.

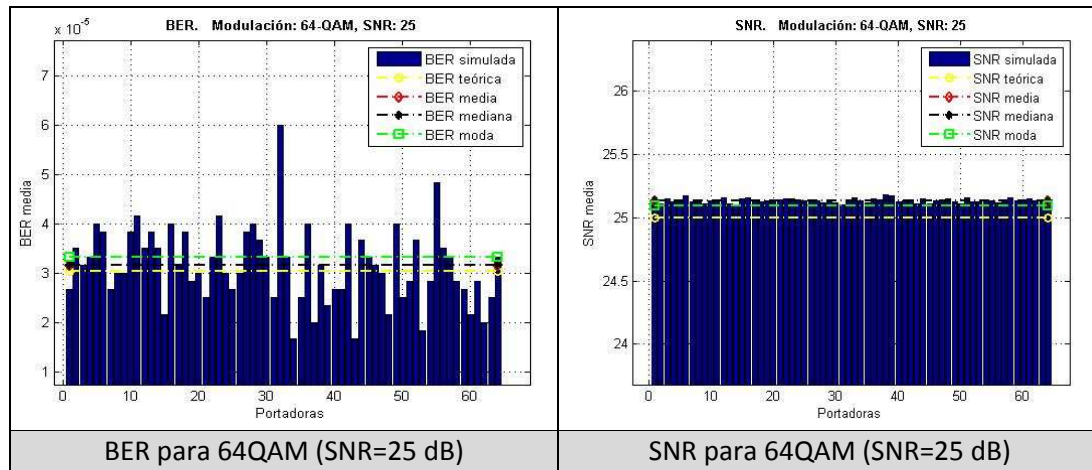


Figura 7.54. BER y SNR para 64QAM, SNR=25dB y canal HiperLAN2B.

Para este tipo de modulaciones también son muy importantes las agrupaciones de portadoras ya que pueden ayudar a que en un momento dado se use esta modulación si se consigue agrupar de tal forma que la BER de un grupo no supere unos ciertos límites. Por esto se ha realizado simulaciones para agrupaciones de 4, 8 y 16 portadoras por grupo.

Como puede verse en la figura 7.55, las agrupaciones no están sirviendo de mucho al igual que sucedía en 16QAM. Aunque era de espera ya que en la figura 7.53, la BER teórica solo quedaba por debajo de unas pocas portadoras, la mayoría de las portadoras tenían una BER un poco superior a la teórica. De todas formas cuando no se realizaban agrupaciones existían diferencias entre la BER teórica y la BER media simulada de hasta $5 \cdot 10^{-3}$, realizando agrupaciones de 8 o 16 portadoras se consigue que la diferencia nunca sea mayor que $2 \cdot 10^{-3}$ y en ocasiones incluso inferior. Dado que lo que nos interesa es un comportamiento lo menos uniforme posible, en este caso se elegirían agrupaciones de 4 portadoras, ya que el uso de *subchannel adaptation*, podría hacer mejorar el rendimiento del sistema en cuanto a BER media.

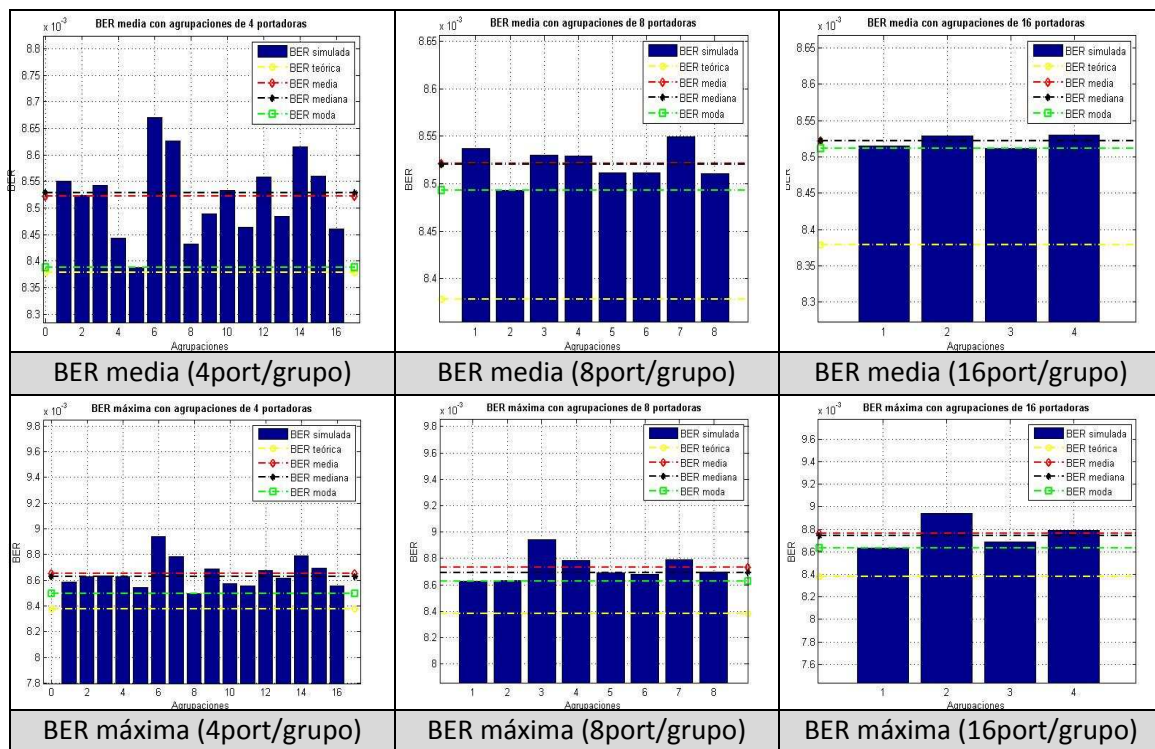
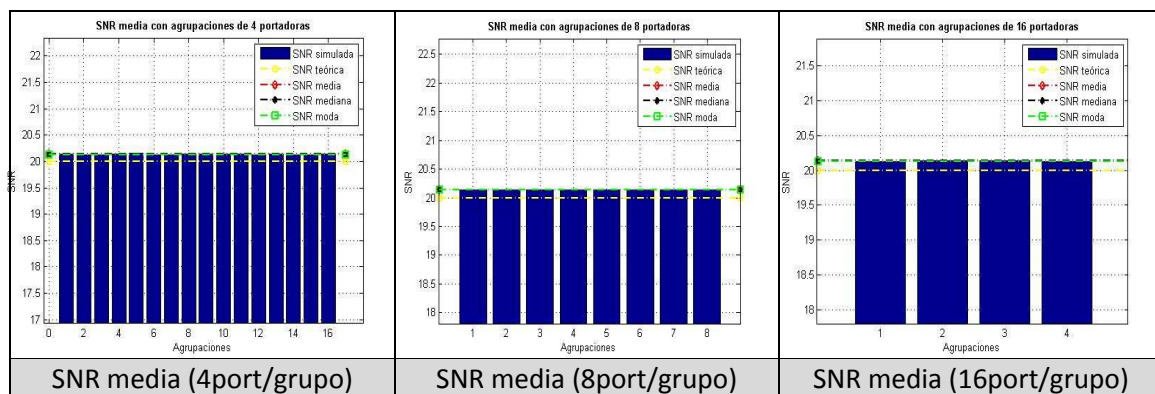


Figura 7.55. BER media y máxima para 64QAM, SNR=25dB's, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

El comportamiento de la SNR media simulada ya era correcto sin necesidad de realizar agrupaciones con lo que ahora lo será la misma forma, consiguiéndose si cabe aún más uniformidad.

Se puede ver la comentada uniformidad gracias a que tanto la SNR obtenida en la SNR media y la SNR máxima son prácticamente los mismos.



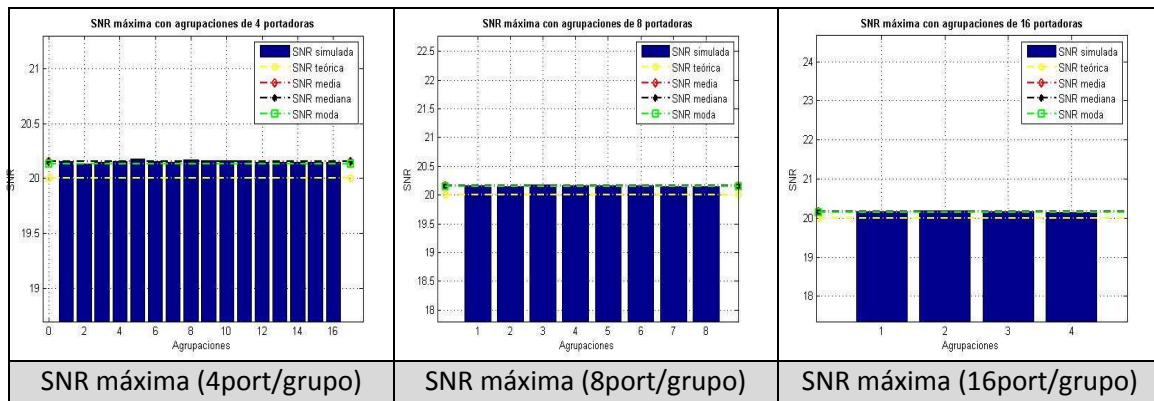


Figura 7.56. SNR media y máxima para 64QAM, SNR=20dB's, canal AWGN y agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras.

7.5.4.2 Canal AWGN con codificación

En este tipo de modulaciones la introducción de codificación va a resultar imprescindible para trata de conseguir niveles de BER aceptables sin necesidad de aumentar de forma notable la E_b .

En la figura 7.11 pueden verse las ganancias de codificación que se introducen gracias al uso de tasas de codificación de 1/2 y 2/3.

Como ha ocurrido en las anteriores ocasiones que se ha querido realizar una comparación entre BER sin codificar y BER codificadas es necesario que todas las medidas estén dadas en E_b/N_0 o en su defecto en SNR, por esto para comparar con BER sin codificar con una SNR de 20 dB se usarán 25 dB para el caso de una tasa de codificación de 1/2 y 20 dB para el caso de codificación de 2/3, de esta forma se obtendrán valores aproximados ya que los óptimos serían 23.01 dB y 21.76 dB respectivamente.

En la figura puede verse como se distribuye sobre las 64 portadoras la BER media simulada en sistemas de comunicaciones con tasas de codificación 1/2 y 2/3.

Para la tasa de codificación de 1/2 puede verse la evidente mejoría, se pasa de tasas de 10^{-3} a tasas de 10^{-5} , hay que tener en cuenta que se está usando una SNR superior a la debida, pero en el caso de que se usara la SNR de 23.01 dB se seguiría consiguiendo mejora. Con respecto a la SNR media se ve como permanece uniforme a lo largo de todas las portadoras.

En el caso de usar una tasa de modulación de 2/3, las mejoras de la BER media simulada no son tan evidentes, ya que parece que se consiguen resultados similares a los obtenidos sin codificación. La explicación de por qué sucede esto es porque se está usando una SNR inferior en casi 2 dB a la que se debería. La SNR media de la misma manera que anteriormente se mantiene de uniforme a lo largo de todas las portadoras.

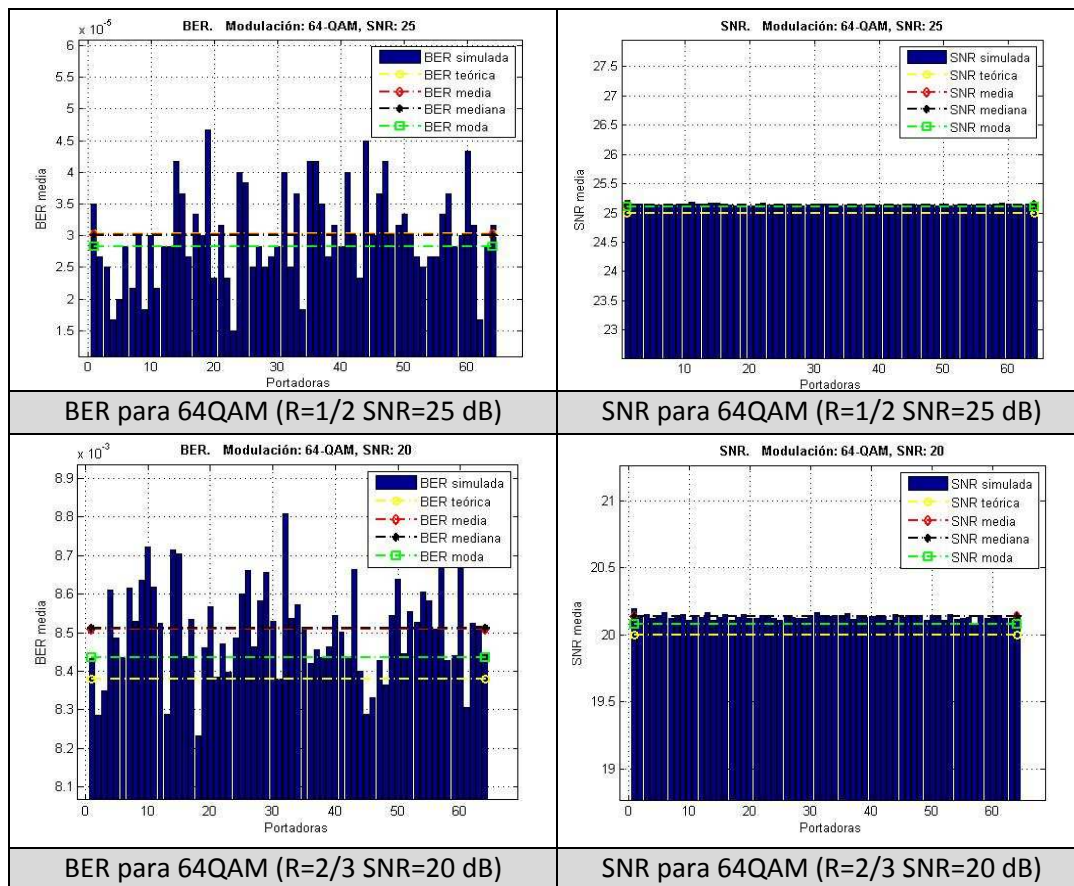


Figura 7.57. BER media para 64QAM, canal AWGN, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa de codif 1/2 y 2/3.

Una forma de aprovechar las portadoras que mejor BER tienen es agruparlas, de esta forma se podrá conseguir usar solo aquellos grupos que cumplan un determinado requisito de BER. De esta forma se va a ver, figura 7.58, las mejoras que aparecen al introducir de agrupaciones de portadoras cuando se utiliza codificación.

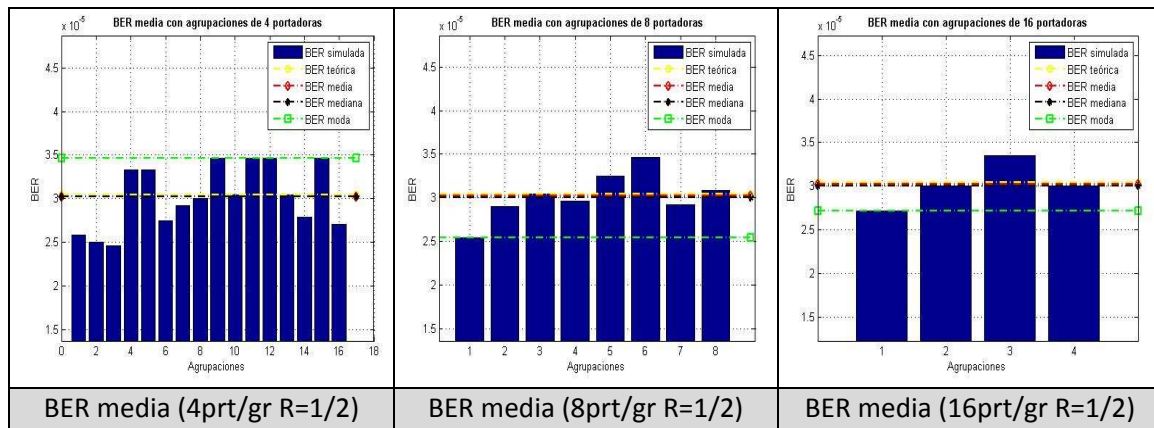


Figura 7.58. BER media para 64QAM, SNR=25dB's, canal AWGN, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa codif. 1/2

En la figura anterior puede verse la mejora que aporta el trabajar con codificación ya que está permitiendo el trabajar con agrupaciones de 8 portadoras, lo que como se pudo ver en la figura 7.5 resultaba imposible sin codificación. Incluso cabría la posibilidad de llegar a usar agrupaciones de 16 portadoras.

Se eligen agrupaciones de 8 portadoras y no 16 por que en el caso de que se trabaje con la SNR de 23.01 dB para agrupaciones de 16 portadoras posiblemente 3 grupos obtuvieran BER media superiores a la BER teórica, de tal forma que se trabajarían solo con 16 portadoras en las mejores condiciones. Al usar 8 portadoras por grupo, aunque se disminuya la SNR a 23.01 dB solo 4 grupos estaría por encima de la BER teórica y de una manera inferior que las agrupaciones de 16 portadoras, de esta forma se tendría 32 portadoras trabajando en óptimas condiciones y se podría no usar alguno de los grupos de portadoras y esa potencia ahorrada usarla para hacer que alguno de los otros grupos descartados cumplan las condiciones de BER, así podría llegar a haber 48 portadoras trabajando de forma óptima.

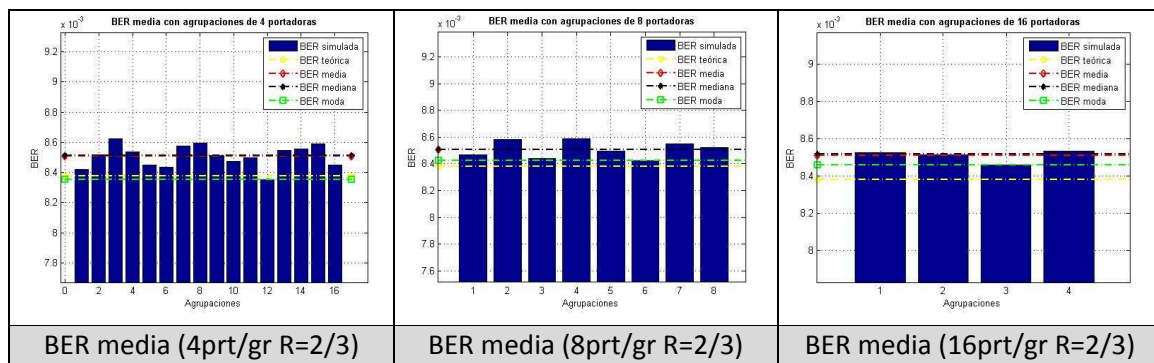


Figura 7.59. BER media para 64QAM, SNR=20dB's, canal AWGN, agrup. de 4, 8 y 16 subportadoras y tasa codif. 2/3

Si se usa una tasa de codificación de $2/3$, los resultados no son tan buenos como para la tasa de $1/2$ pero a cambio la potencia necesaria es inferior. De la misma manera que con la tasa de codificación de $1/2$, la mejor opción corresponde a agrupaciones de 8 portadoras, ya que tanto agrupaciones de 4 portadoras como agrupaciones de 16 portadoras hacen que muchas de las portadoras usadas superen la BER teórica, de tal forma que no se conseguiría el efecto deseado. De la misma manera agrupaciones de 8 portadoras permiten la posibilidad de usar *subchannel adaptation* debido a la no uniformidad que presenta. Además hay que tener en cuenta que la SNR usada es inferior a los 21.76 dB que sería lo óptimo para realizar de forma correcta la codificación.

La SNR media ya era uniforme cuando no se realizaban agrupaciones, figura 7.57, con lo que ahora que se están realizando agrupaciones tenderá en todo caso a ser aún más uniforme.

7.5.4.3 Canal HiperLAN2B sin codificación

Una modulación como la 64QAM no debería ir sin codificación y menos aún en un canal que sufre desvanecimientos debidos al multitrayecto, ya que para conseguir tasas de BER aceptables sería necesaria una alta SNR. Aún así se van realizar simulaciones para ver como se distribuyen la BER media y la SNR media sobre las portadoras.

Para realizar una estimación de la BER media de unos niveles de 10^{-4} será necesario usar una E_b/N_0 de unos 34 dB lo que equivale a una SNR de 40 dB. Por esto las simulaciones que aparecen en las siguientes figuras están realizadas para una SNR de 40 dB.

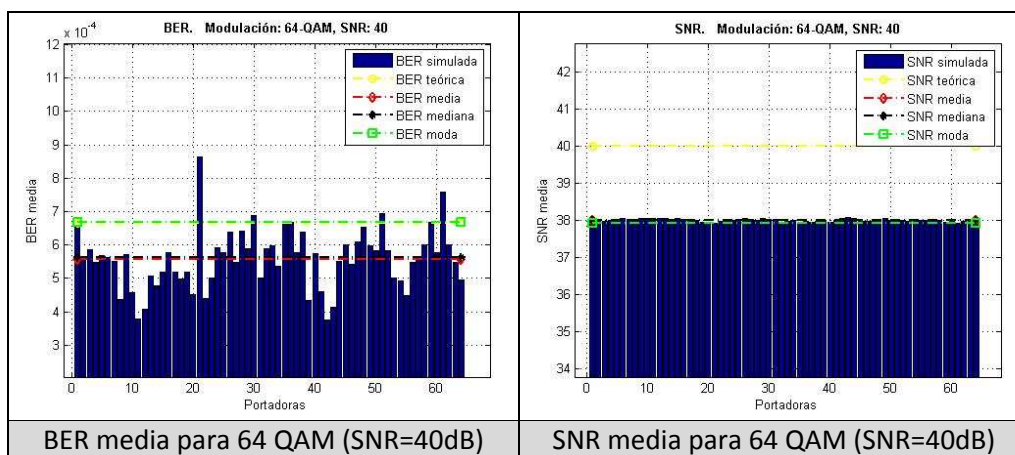


Figura 7.60. BER media y SNR media para 64QAM, SNR=40dB, canal HiperLAN2B.

Como ha ocurrido siempre con la BER media, se distribuye de una manera no uniforme a lo largo de las 64 portadoras, además la BER media simulada se encuentra un poco por debajo de la BER teórica.

Todas las portadoras tienen iguales condiciones de SNR media y es que esta se comporta de una manera muy uniforme, aunque por la introducción del canal HiperLAN2B se están perdiendo 2 dB de SNR.

Estos resultados pueden mejorarse realizando agrupaciones de portadoras como se ha realizado en otras ocasiones. La figura 7.61 muestra los resultados obtenidos de realizar agrupaciones de 4, 8 y 16 portadoras.

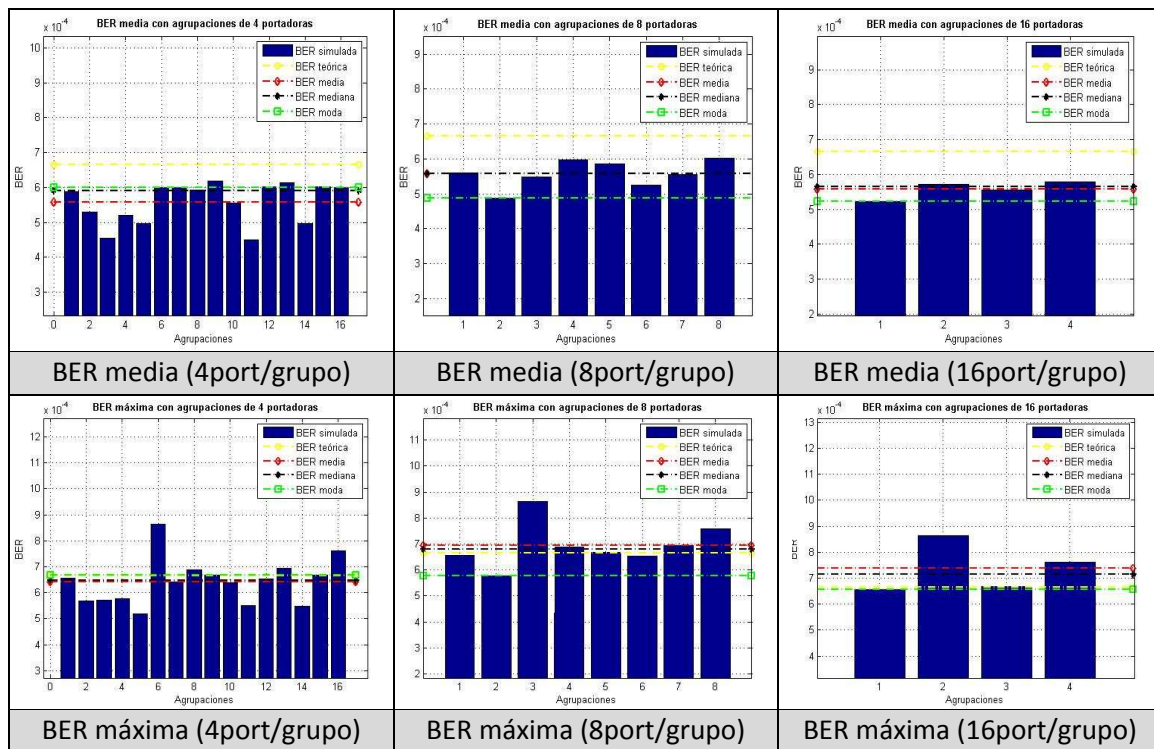


Figura 7.61. BER media y BER máxima para 64QAM, SNR=40dB, canal HiperLAN2B y agrup. 4, 8 y 16

Como se obtiene en todas las simulaciones sobre canales HiperLAN2B, la agrupación de portadoras que mejores resultados ofrece es la de 16 portadoras por grupo ya es la que más minimiza la BER media simulada. Estas 16 portadoras por grupo es el número de portadoras que se usan en la mayoría de los estándares gracias a los resultados que ofrece como puede verse en la anterior figura. Aunque se podrían tener problemas en el caso de que se quisiera

usar *subchannel adaptation* debido a la tendencia de la BER media, sobre agrupaciones de 16 portadoras, a ser uniforme.

La BER máxima sigue indicando aquellos grupos de portadoras que tienen mayores posibilidades de tener una BER media superior a la BER teórica.

La SNR media ya era bastante uniforme cuando no se realizaban agrupaciones, asique ahora la SNR media tenderá a ser un poco más uniforme a medida que aumentan los grupos de portadoras, como puede verse en la figura 7.62. Además se sigue manteniendo la diferencia de 2 dB de la BER media simulada con respecto a la BER teórica. Esta diferencia aparece debido a los desvanecimientos que produce el multitrayecto.

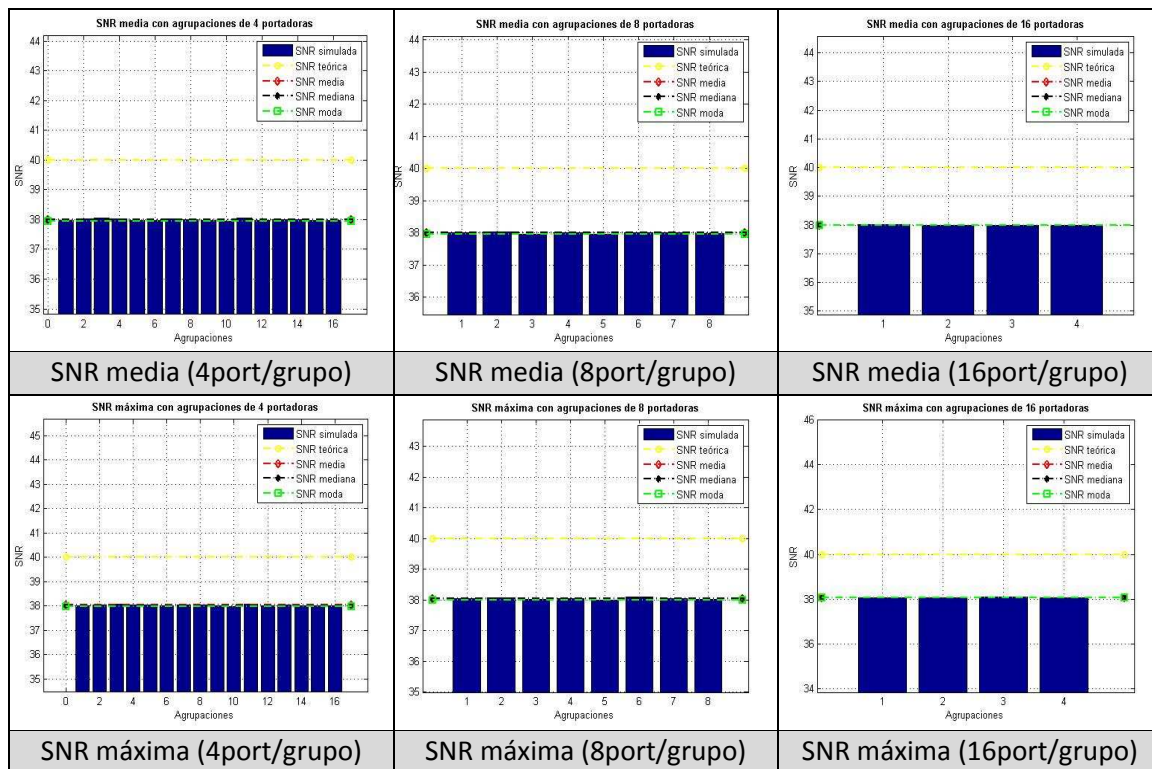


Figura 7.62. SNR media y SNR máxima para 64QAM, SNR=40dB, canal HiperLAN2B y agrup. 4, 8 y 16.

7.5.4.4 Canal HiperLAN2B con codificación

Con el objetivo de conseguir mejorar la BER media simulada se introduce tasas de codificación de 1/2 y 2/3, aunque como puede verse en la figura 7.13 la tasa de codificación de 2/3 no consigue mejorar la BER para una SNR inferior a 50 dB.

Para realizar las simulaciones para una tasa de codificación dada se debe usar una SNR que permita comparar los resultados obtenidos con los que se tiene para una SNR de 40 dB sin codificar. Para que los resultados puedan ser comparados, todas las BER deben estar en función de la E_b/N_0 o de la SNR en su caso, así haciendo uso de la expresión 7.8 la SNR que será usada para realizar las comparaciones con la BER sin codificar, será de 45 dB para la tasa de codificación de 1/2 y de 40 dB's para la tasa de codificación de 2/3.

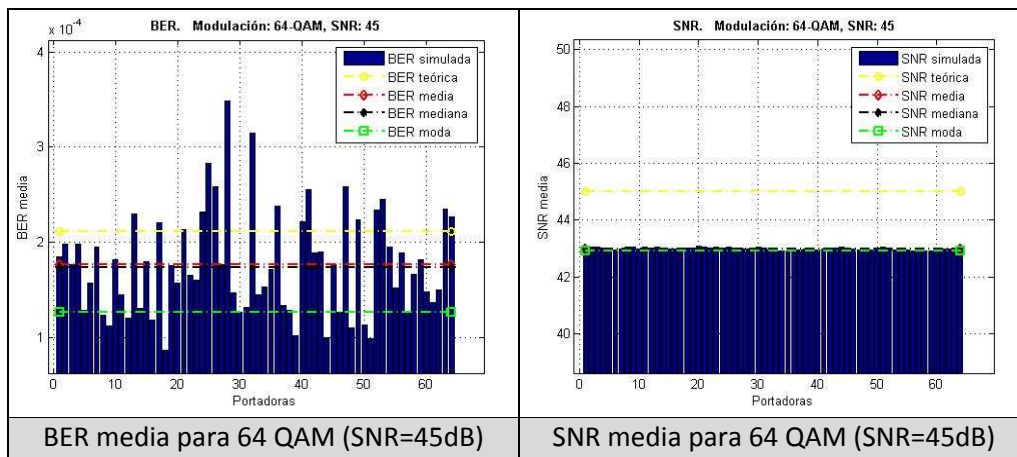


Figura 7.63. BER media y SNR media para 64QAM, SNR=45dB, canal HiperLAN2B y tasa codif. 1/2.

Como puede verse en la figura anterior, la BER media simulada se consigue disminuir de forma considerable usando una tasa de codificación de 1/2, a cambio de tener que aumentar la SNR. Esta BER media se sigue comportando de igual manera a la que lo hacía al trabajar sin codificación, figura 7.60, de una manera no uniforme. Con respecto a la SNR media se comporta de la misma manera que lo ha hecho con las diferentes modulaciones sobre canales con desvanecimientos debidos al multitrayecto, la SNR media simulada cae 2 dB con respecto a la SNR teórica y se distribuye de manera uniforme sobre las portadoras.

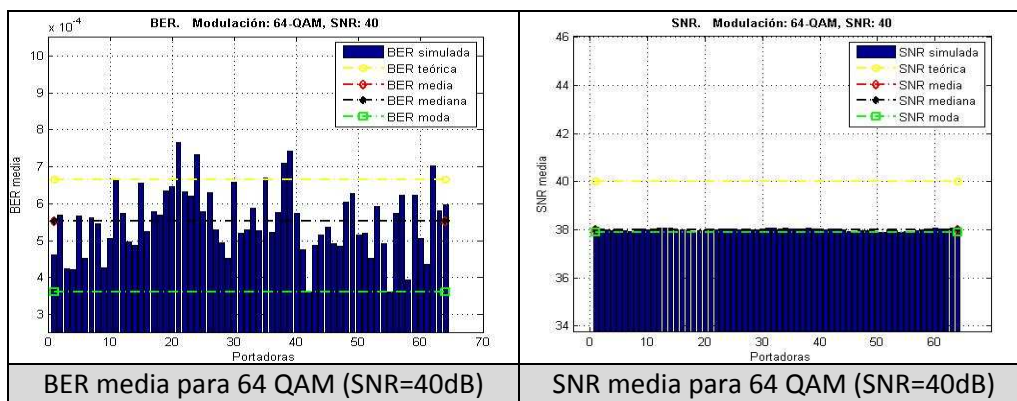


Figura 7.64. BER media y SNR media para 64QAM, SNR=40dB, canal HiperLAN2B y tasa codif. 2/3.

Si se comparan los resultados obtenidos en la figura 7.64 con los obtenidos en la figura 7.60, se puede ver que la codificación para una tasa de codificación 2/3 no introduce prácticamente mejoras en la BER media simulada, la media de la BER media simulada si sitúa aproximadamente en el mismo valor de la BER que los hacía para el caso de la codificación. Esto ya se veía en la figura 7.13 en el que la BER obtenida para tasa 2/3 era similar a la obtenida para la BER sin tasa de codificación, es posible que para SNR superiores si se pudiera conseguir una mejora de la BER.

A continuación se van a poder ver las mejoras que se supone el trabajar con agrupaciones de portadoras y además usar una tasa de codificación 1/2.

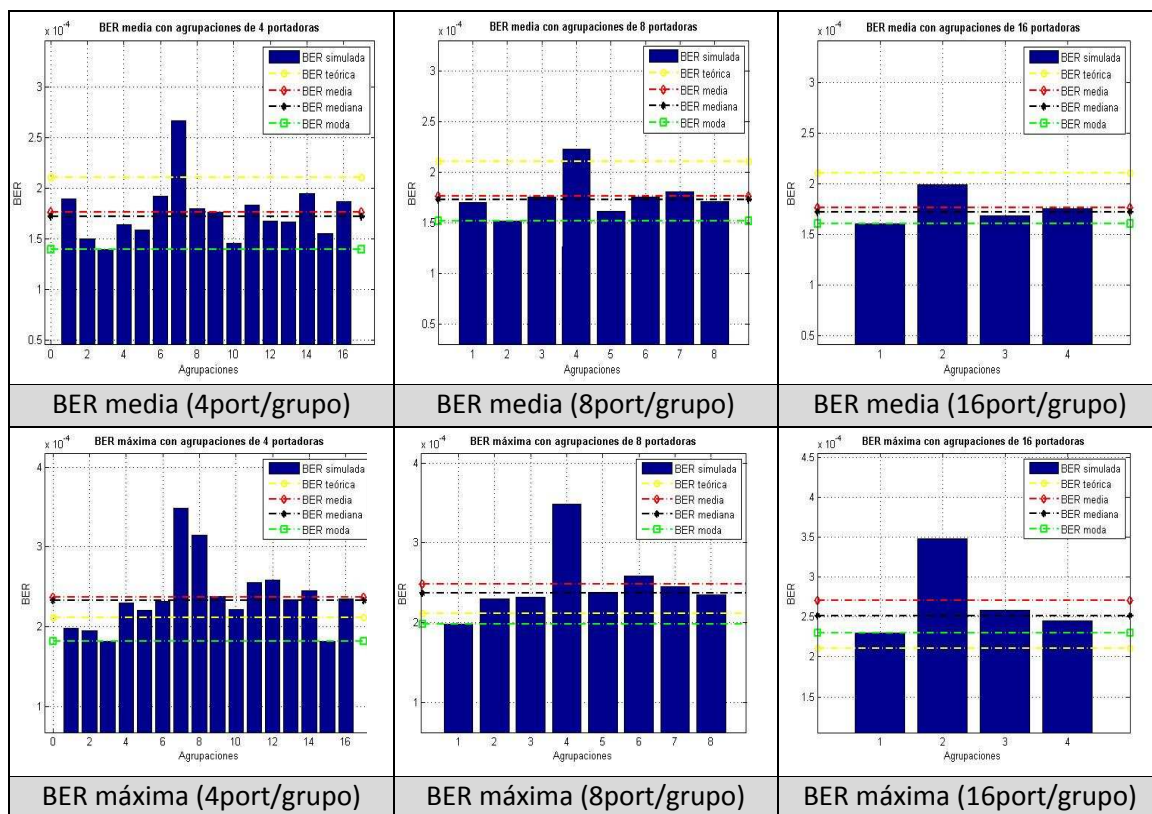


Figura 7.65. BER media y BER máxima para 64QAM, SNR=45dB, canal HiperLAN2B, tasa codif. 1/2 y agrup. 4, 8 y 16 portadoras.

En la figura anterior hay que notar que la BER teórica es para una SNR de 45 dB sin codificar, lo que resulta de importancia en este estudio es la BER teórica para una SNR de 40 dB sin codificar, ya que es con la que se van a realizar las comparaciones. Y si así se hace, se puede ver la gran mejoría que supone el usar codificación y además usar agrupaciones. Las agrupaciones que mejores resultados consiguen son las de 16 portadoras por grupo porque

son las que menores BER media simulada ofrece. Si se comparan los resultados ofrecidos por estas agrupaciones con los obtenidos en las agrupaciones de 16 portadoras sin codificar, se ve claramente la mejoría y es que se pasa de trabajar con medias de la BER media de $5.5 \cdot 10^{-4}$, a medias de la BER media de $1.75 \cdot 10^{-4}$, que se trata de una diferencia notable. En cuanto a la uniformidad, la codificación ha conseguido que la BER media no se comporte de una manera tan uniforme como lo hacía en la figura 7.61, lo que ayudará en el caso de que se quieran usar técnicas de *subchannel adaptation*.

Además la mejoría puede verse también en la BER máxima y es que si al trabajar sin codificación en las agrupaciones de 16 portadoras se estaban consiguiendo valores máximos de $8.5 \cdot 10^{-4}$, ahora los valores no superan $3.5 \cdot 10^{-4}$, lo que da una idea de la reducción de BER que se produce.

Con respecto a la BER media simulada en agrupaciones para tasas de codificación de 2/3 hay poco que comentar porque como ya se ha dicho anteriormente esta tasa de codificación para una SNR de 40 dB no introduce mejora alguna.

Y lo mismo sucede con la SNR media simulada y es que antes de realizar agrupaciones ya se comportaba de una manera uniforme, con las agrupaciones lo hace un poco más si cabe, a media que va aumentando el tamaño de la agrupación.

7.6 BER instantánea y SNR instantánea.

Cuando se habla de BER y SNR instantánea, se refiere a los valores que toman en cada iteración la BER y la SNR y es lo que se va a poder ver en esta sección, además de poder ver las distintas distribuciones que siguen tanto la BER como la SNR para distintas configuraciones de los parámetros de transmisión, por ejemplo para distintas SNR, introduciendo codificación, usando canal AWGN o usando canal con multitrayecto, y todo ello realizado para las distintas modulaciones más usadas, como son la BPSK, QPSK, 16QAM y 64QAM.

Además las simulaciones permitirán elegir la portadora que se quiere observar, para ello se usará la sección 7.5 para ver que portadora en media muestra los mejores resultados.

Los histogramas que van a aparecer en esta sección van a tener niveles de 10^{-1} ya que las simulaciones para la BER instantánea trabaja con un número de bits que impide que se puedan ver BER instantáneas de menor valor, para ello habría que realizar simulaciones con cadenas de bits mucho más largas.

7.6.1 BPSK

7.6.1.1 BPSK sobre canal AWGN

Las simulaciones realizadas de BPSK sobre canal AWGN se han hecho usando la portadora número 35 ya que muestra una buena SNR media, además de mostrar una BER aceptable usando una SNR de 0 dB, figura 7.14.

En la figura 7.66 se puede ver la variación de la distribución de la BER conforme aumenta la SNR, se trabaja con SNR bajas con el objetivo de que aparezcan errores y así poder ver que distribución sigue la BER para distintas SNR.

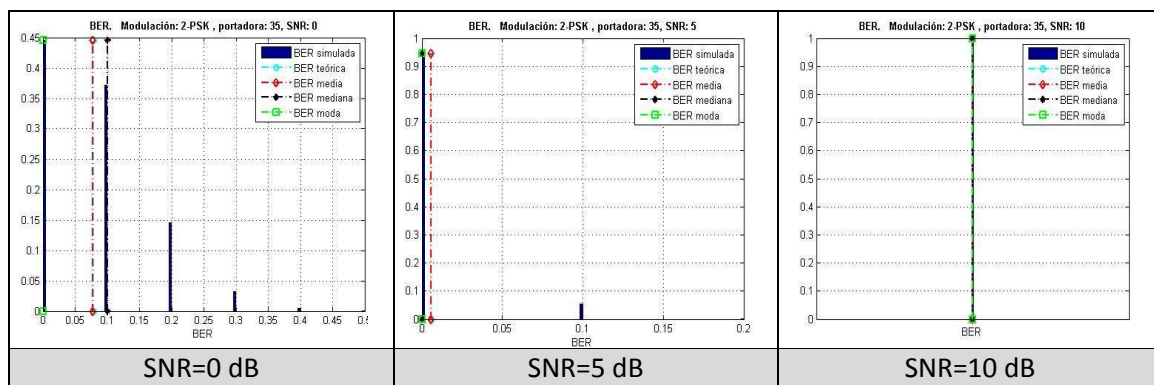


Figura 7.66. BER Variación de la BER al aumentar SNR para BPSK, SNR=0-10 dB, canal AWGN, portadora 35.

Como puede verse en la figura anterior, a medida que la SNR aumenta, la dispersión de la BER va disminuyendo, de tal forma que a medida que la SNR aumenta la media tiende a cero. En cuanto a la forma que tiene la distribución de la BER hay que fijarse en que una vez la BER supera la media, desciende de manera *Exponencial*, esto es lo que produce que a medida que la media se acerque a cero, menor sea la dispersión.

A continuación se va a intentar comparar las distribuciones que aparecen en [20] y [21] con las distribuciones que presentan la BER instantánea tanto para 0 dB como para 5dB.

A continuación se va a tratar de encontrar alguna distribución teórica ([20] y [21]) que pueda aproximar los resultados obtenidos en las simulaciones.

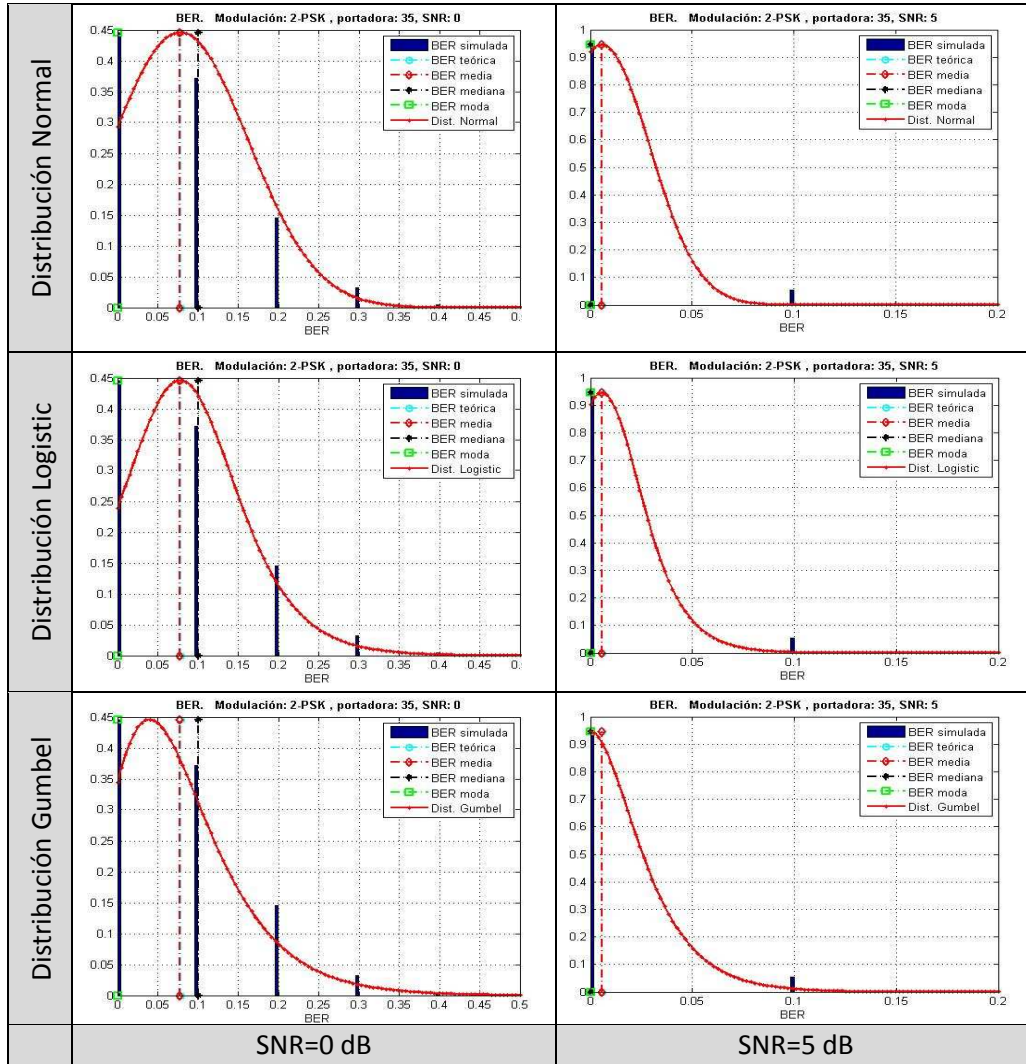


Figura 7.67. Variación de la BER al aumentar SNR para BPSK, SNR=0-5 dB, canal AWGN, portadora 35.

En la figura 7.67 se han usado las distribuciones teóricas que mejores resultados ofrecían en cuanto a parecido con respecto a la simulada. El que ninguna distribución ajuste de manera correcta está producido seguramente porque la BER instantánea no sigue una única distribución, sino que sigue varias distribuciones, como puede ser la suma de dos de ellas. De ahí el que antes de la media no se comporte de forma *Exponencial* y después sí.

Con respecto a la SNR simulada, en la siguiente figura se va a poder ver como apenas varia su distribución independientemente de cuál haya sido la SNR usada.

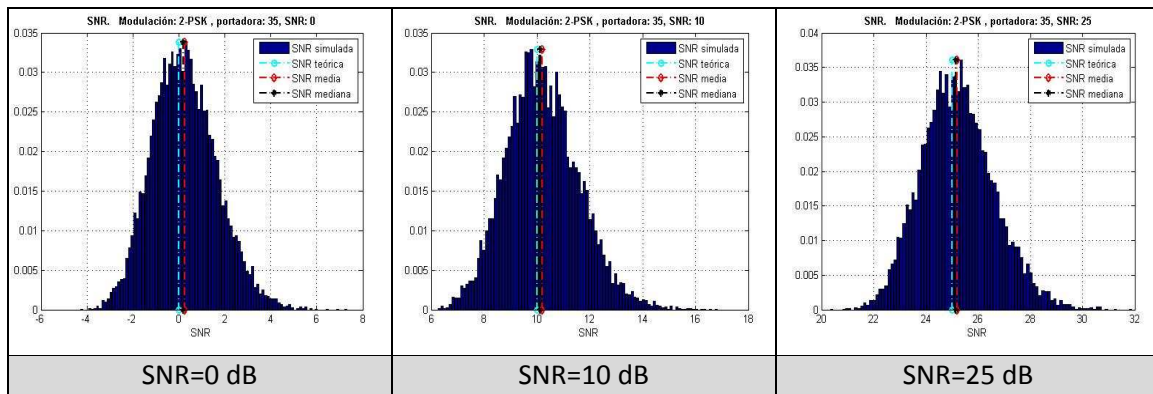


Figura 7.68. Variación de la SNR al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-10 dB, canal AWGN, portadora 29.

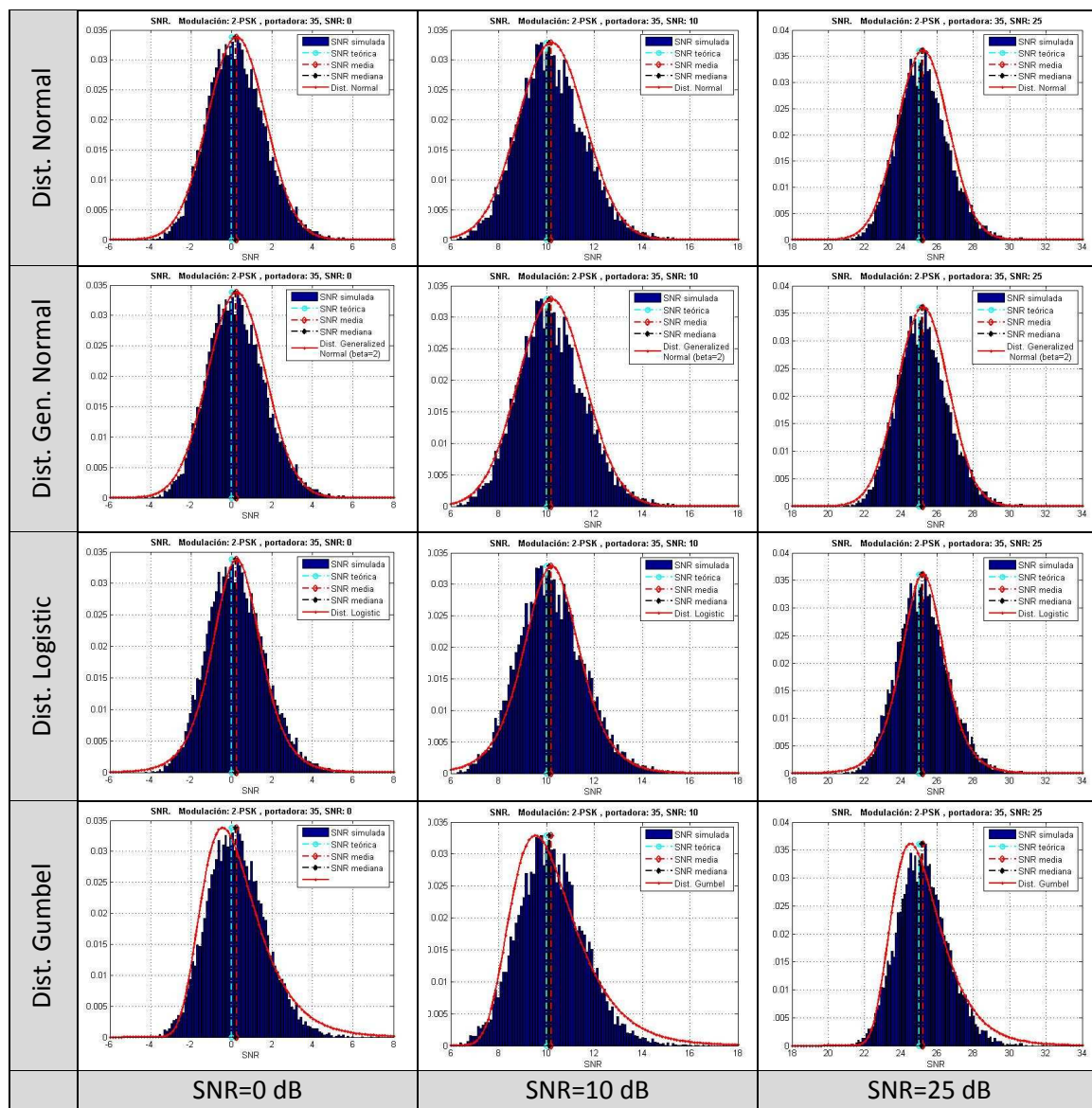


Figura 7.69. Posibles distribuciones teóricas de la SNR al aumentar SNR para BPSK, SNR=0-25 dB, canal AWGN, portadora 35.

De la figura 7.68 se puede deducir que la distribución que sigue la SNR se trata de una distribución tipo *Normal*, por esto en la figura 7.69 se intenta aproximar las distintas distribuciones teóricas que son tipo *Normal* a las simuladas.

Como se puede deducir de la figura 7.69 se ve claramente que el comportamiento de la distribución de la SNR cambia una vez que la SNR supera la media, y es que hasta antes de media tanto la *Normal* como la *Generalized Normal* o la *Logistic* aproximan de manera bastante correcta, sin embargo una vez que la SNR instantánea es mayor que la media, la SNR instantánea disminuye de forma diferente a la forma que tiene antes de la media. El porqué de esto se verá al final del punto 7.6.1.2.

7.6.1.2 BPSK sobre canal HiperLAN2B

Como la SNR media como se comentó en el apartado 7.5 se comporta de una manera bastante uniforme, se va a continuar trabajando con la misma portadora que anteriormente ya que todas ofrecerán resultados similares.

El problema de tratar de ver posibles distribuciones de la BER conlleva usar una SNR pequeña ya que al ser BER instantánea en cuanto aumenta un poco los resultados mejoran notablemente y se dejan de observar distribuciones. Es por esto que se va a ver como evoluciona la BER al ir aumentando la SNR, desde los 0 dB a los 10 dB.

En la figura 7.70 puede verse como a medida que se aumenta la SNR, los *outliers* van desapareciendo, a la vez que tanto media, moda y mediana se van aproximándose a la BER teórica.

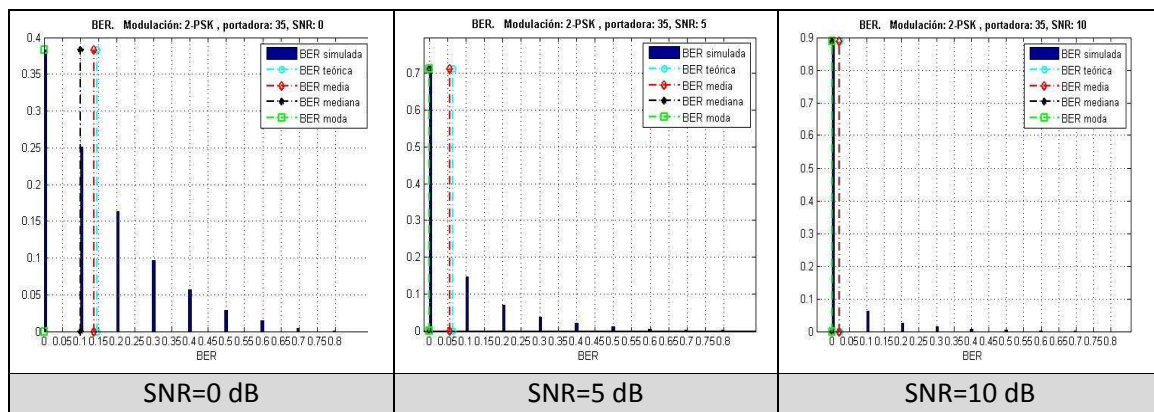


Figura 7.70. Variación de la BER al aumentar SNR para BPSK, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 35.

Esta variación, al aumentar la SNR, supone de la misma manera posibles cambios en las distribuciones de la BER. Lo que se va a intentar en la siguiente figura es aproximar estas la distribución de la BER simulada a alguna de las distribuciones teóricas.

Después de haber aproximado los resultados simulados con algunas de las distribuciones teóricas, son tres las distribuciones que permiten obtener algún tipo de conclusión.

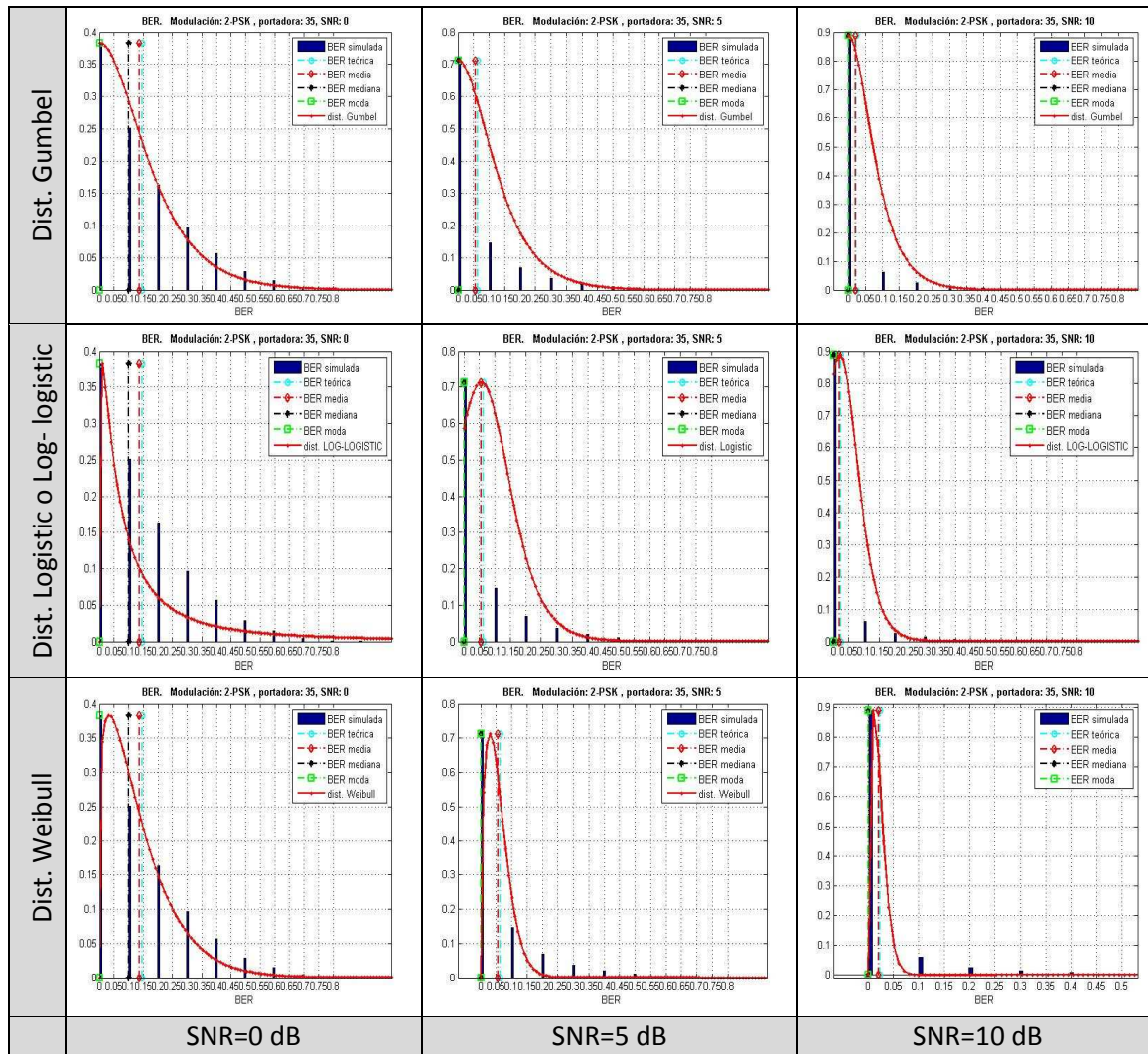


Figura 7.71. Posibles distribuciones teóricas de la BER al aumentar SNR para BPSK, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 35.

Sucede igual que se comentaba para el caso de no usar canal, ninguna de las distribuciones se ajusta perfecta, esto será porque la distribución de la BER instantánea se forma a partir de varias distribuciones. Aunque para una SNR de 0 dB se aproxima bastante bien a una *Gumbel* y a medida que la SNR aumenta, la BER instantánea pasa a distribuirse de una manera aproximadamente *Exponencial*, con lo que se podría considerar una buena distribución la

Weibull con $k^{iv}=1$ (comportamiento *Exponencial*), que es justo la distribución que aparece en la figura anterior en la *Weibull* para 10 dB.

Con respecto a la SNR, se puede ver en la siguiente figura como la SNR se distribuye de una manera similar independientemente de cuál sea la SNR usada. Además se observa como aumenta el rango de posibles valores de SNR con respecto a cuando no se usaba el canal, aunque el mayor número de ellos se colocan en torno a la media.

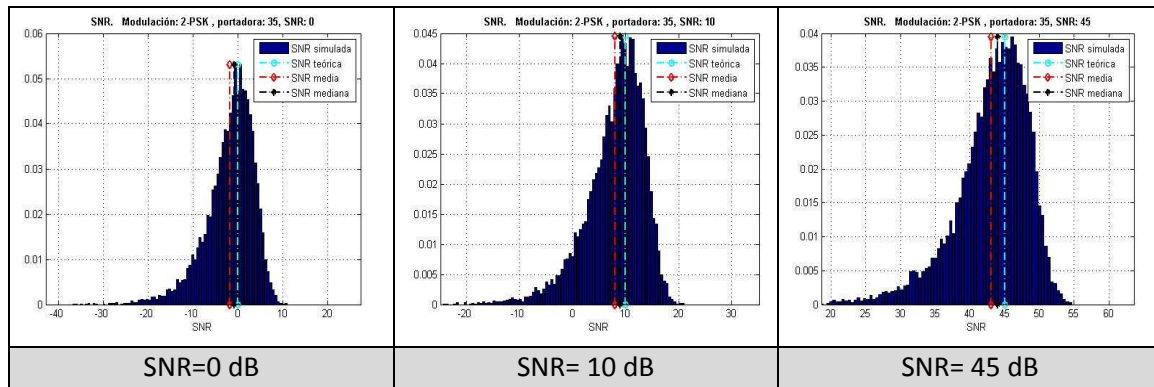


Figura 7.72. SNR para BPSK, SNR=10dB, canal HiperLAN2B, portadora 35.

El introducir el canal produce que la SNR deje de distribirse como una *Normal* y tome otra distribución. Lo que se ha tratado de hacer ha sido encontrar la distribución teórica que mejor se aproxima con ella y después de aproximar muchas distribuciones la que mejor se aproxima es la *Gumbel*, como puede verse en la siguiente figura.

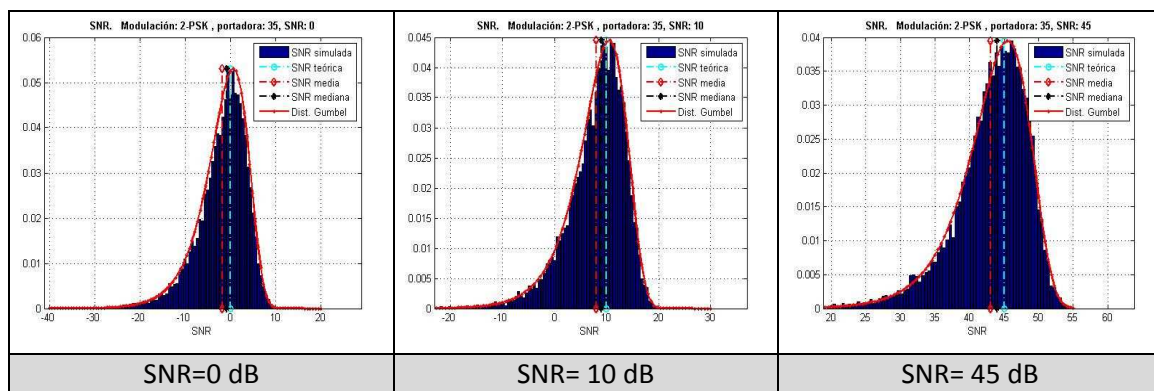


Figura 7.73. Posibles distribuciones teóricas de la SNR al aumentar SNR para BPSK, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 35.

^{iv} Tener en cuenta que esta k no tiene nada que ver con la k usada para referirnos a una determinada portadora. Esta k se refiere al factor de forma.

La distribución de *Gumbel* es un caso particular de la distribución *Weibull*. La distribución *Weibull* se trata de una distribución que se interpola entre la distribución *Exponencial* ($k=1$) y la distribución de *Rayleigh* ($k=2$). El que la distribución *Gumbel* sea una buena aproximación viene dado porque la distribución *Gumbel* aparece cuando existen sucesos en una variable aleatoria que aparecen de forma brusca, es decir o hay o no hay suceso. Esto es precisamente lo que sucede en los símbolos que se envían, si la señal sufre multitrayecto la SNR empeorará de manera notable (mínimo), pero si por el contrario la señal no sufre multitrayecto se tendrá un máximo de SNR. Por esto es por lo que se habla de extremos.

Las distribuciones *Gumbel* dependen de dos parámetros, μ y β de tal forma que la media viene dada por,

$$E\{SNR\} = \mu + \gamma\beta \quad (7.9)$$

donde γ es la constante de Euler, con $\gamma \approx 0.57721566$.

En la siguiente tabla se van a mostrar los valores de μ y β , además de la media y varianza de la SNR, para tratar de relacionar los parámetros μ y β con algunas de las características que tiene el sistema de comunicaciones usado.

	SNR=0 dB	SNR=10 dB	SNR=45 dB
μ	0.5886	10.4654	45.5068
β	4.2242	4.2873	4.2426
$E\{SNR\}$	-1.8552	7.9845	43.1013
$var\{SNR\}$	30.2370	30.7848	29.0913

Tabla 7.1. Parámetros μ , β de la distribución *Gumbel* para BPSK sobre canal HiperLAN2B.

Inicialmente hay que notar que la μ se relaciona con la SNR como muestra la expresión 7.10,

$$\mu \simeq SNR + \gamma \quad (7.10)$$

y en cuando a la β , se puede ver que tiene un valor constante, también se sabe por [20] y [21] que la β se trata de la del factor de forma de la distribución *Gumbel*, entonces sabiendo que la forma de la distribución que toma la SNR simulada viene dada por el canal se ha conseguido relacionar la β con los taps que introduce el canal, de tal forma que como muestra la expresión 7.11 la β es directamente proporcional a la suma de los taps, donde T es el número de taps.

$$\beta = 3\gamma \sum_{\tau=1}^T |\bar{h}_{\tau}| \quad (7.11)$$

Este es el principal motivo de que en la figura 7.69 las SNR no se aproximen de forma perfecta a la norma y es que en ese caso se tendrá la suma de dos distribuciones, una *Normal* y una *Gumbel*. Para el caso de no existir canal se tendrá que $\sum_{\tau=1}^T |\bar{h}_{\tau}|=1$, de tal forma que la SNR se mantendría en valores en torno a 1.71 ($3 \cdot \gamma$). En la siguiente tabla se pueden ver los valores de μ y β que aparecen para la distribución de la SNR para la BPSK sobre canal AWGN.

	SNR=0 dB	SNR=10 dB	SNR=25 dB
μ	0.9801	10.9322	25.9355
β	1.5552	1.5469	1.5333

Tabla 7.2. Parámetros μ , β de la distribución *Gumbel* para BPSK sobre canal AWGN.

7.6.2 QPSK

7.6.2.1 QPSK sobre canal AWGN

Viendo la figura 7.31 se puede ver que la SNR media es bastante uniforme sobre cualquier portadora, con lo que nos fijaremos en la BER media para elegir una portadora. Teniendo esto en cuenta se usará la portadora 29 ya es una de las que menor BER media presenta. la figura 7.74 muestra cómo se va distribuyendo la BER instantánea a media que se aumenta la SNR, desde los 0 dB hasta 10 dB.

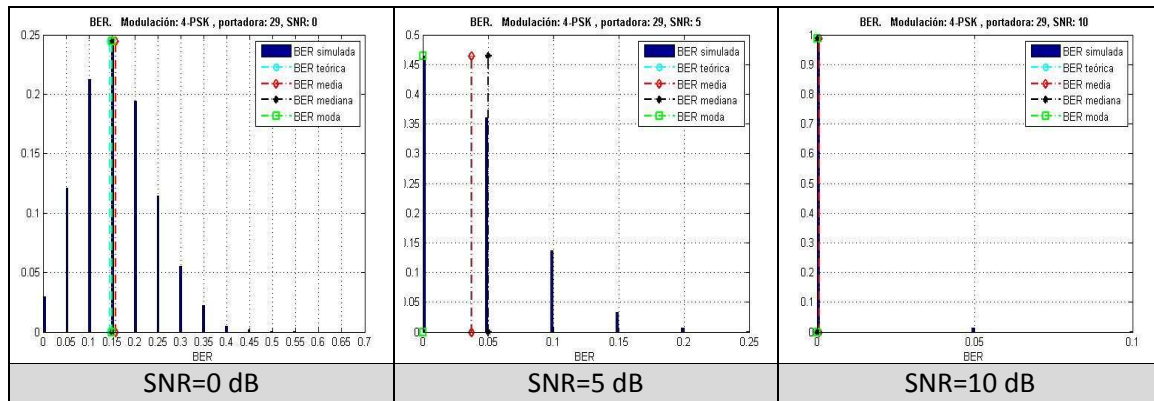
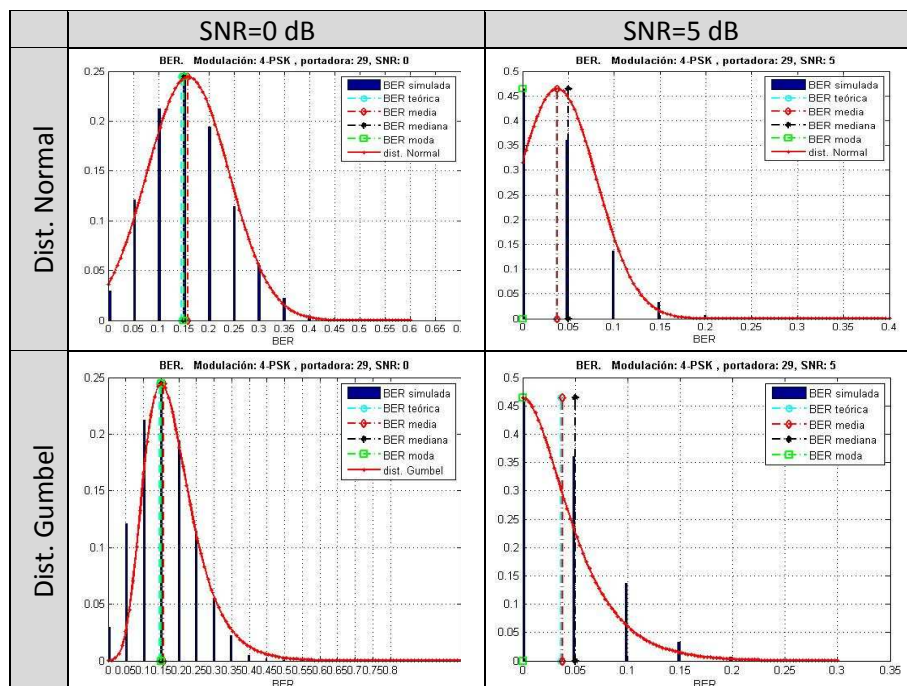


Figura 7.74. Variación de la BER al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-10 dB, canal AWGN, portadora 29.

Como era de esperar la distribución de la BER va variando de tal forma que a medida que se aumenta SNR la dispersión de los valores de la BER va disminuyendo. En la figura 7.75 pueden verse las distribuciones teóricas que mejor se aproximan a la BER simulada. Como era de esperar la distribución que la BER teórica sigue, va cambiando a medida que SNR aumenta.

La distribución que parece seguir la BER en la figura 7.75, no está clara del todo. Por este motivo se podría estar tratando de la suma de varias distribuciones. Por ejemplo para SNR bajas la distribución *Normal* se aproxima bastante bien, aunque la *Weibull* lo hace de mejor manera. Además, al tratarse de una *Weibull* de factor de forma $k=2.2$ nos indica que es una distribución tipo *Rayleigh*. A medida que aumenta la SNR puede verse como la BER instantánea cae de manera *Exponencial* una vez que ha superado la media de la BER, por esto es que una *Weibull* con factor de forma $k=1.2$ se aproxima de una forma correcta.

Al variar en entre una distribución tipo *Rayleigh* y una distribución tipo *Exponencial*, la distribución teórica que mejor cumple esto es la *Weibull*, ya que permite en función de un parámetro de forma que la distribución varíe entre una *Exponencial* ($k=1$) y una *Rayleigh* ($k=2$).



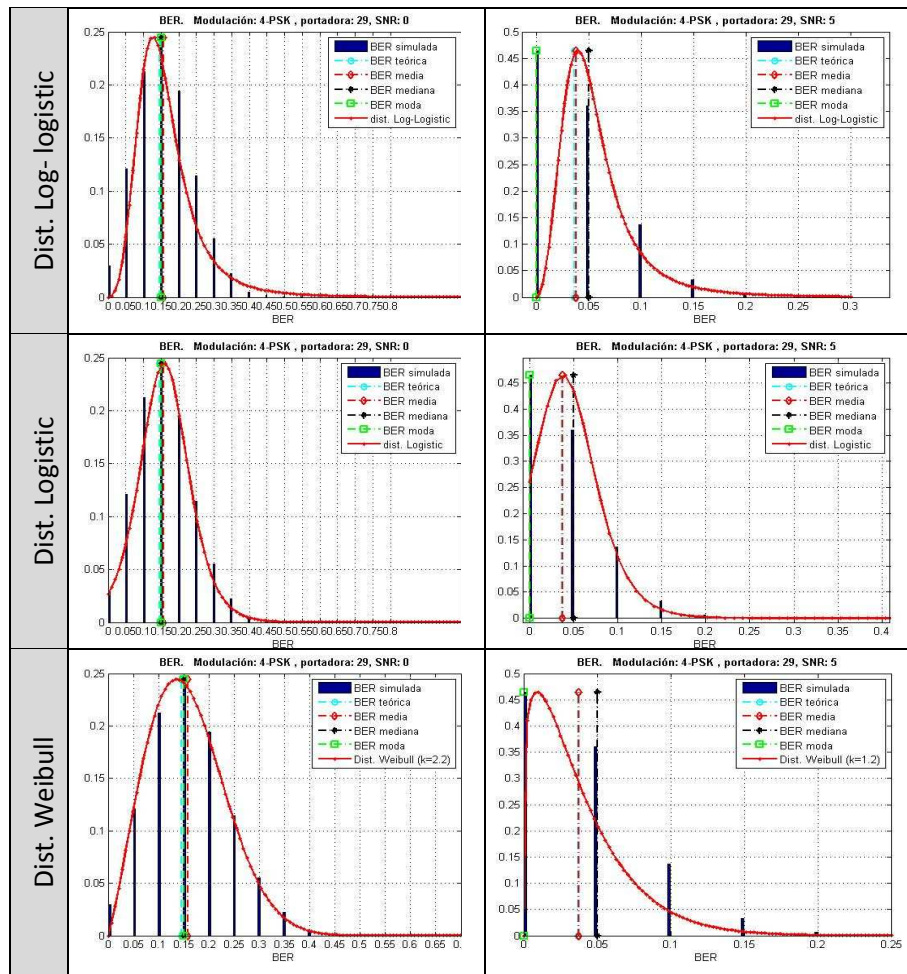


Figura 7.75. Posibles distribuciones teóricas de la BER al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-5 dB, canal AWGN, portadora 29.

Como se puede ver en la figura la distribución de la SNR apenas varía independientemente de cuál sea la SNR que se esté aplicando, lo que sí que varía es la varianza de la SNR, de tal forma que a medida que aumenta la SNR, la varianza de la SNR simulada va disminuyendo.

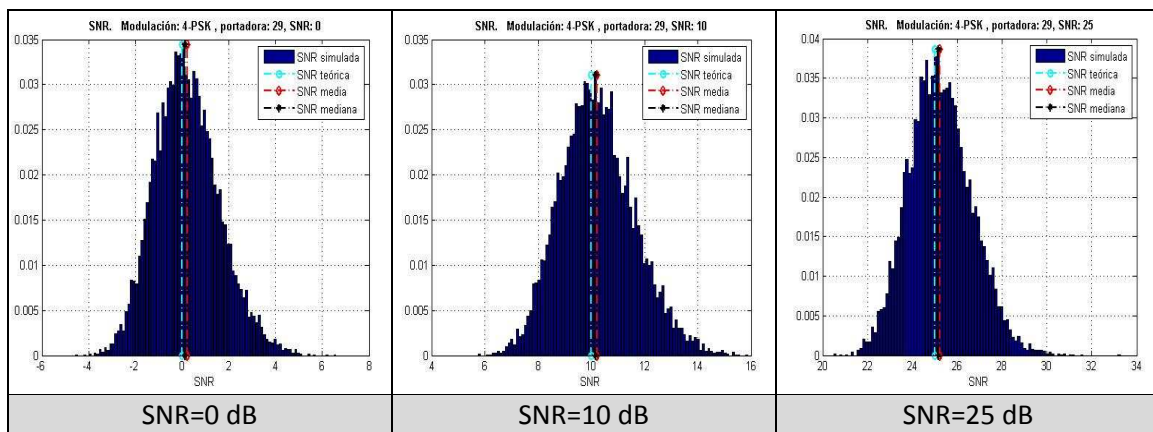


Figura 7.76. Variación de la SNR al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-10 dB, canal AWGN, portadora 29.

Como puede verse en la figura anterior, las dos distribuciones que mejores aproximaciones ofrecen, son la *Logistic* y la *Normal*. Ambas distribuciones son muy parecidas lo que hace que ambas puedan aproximar la SNR simulada. El problema de que no se ajuste totalmente la distribución *Normal* a la SNR instantánea es el mismo que antes, es debido a que la distribución *Gumbel* afecta con una $\beta=1.7$. En la tabla 7.3 se muestran los valores de β y μ para SNR 0 dB, 10 dB y 25 dB.

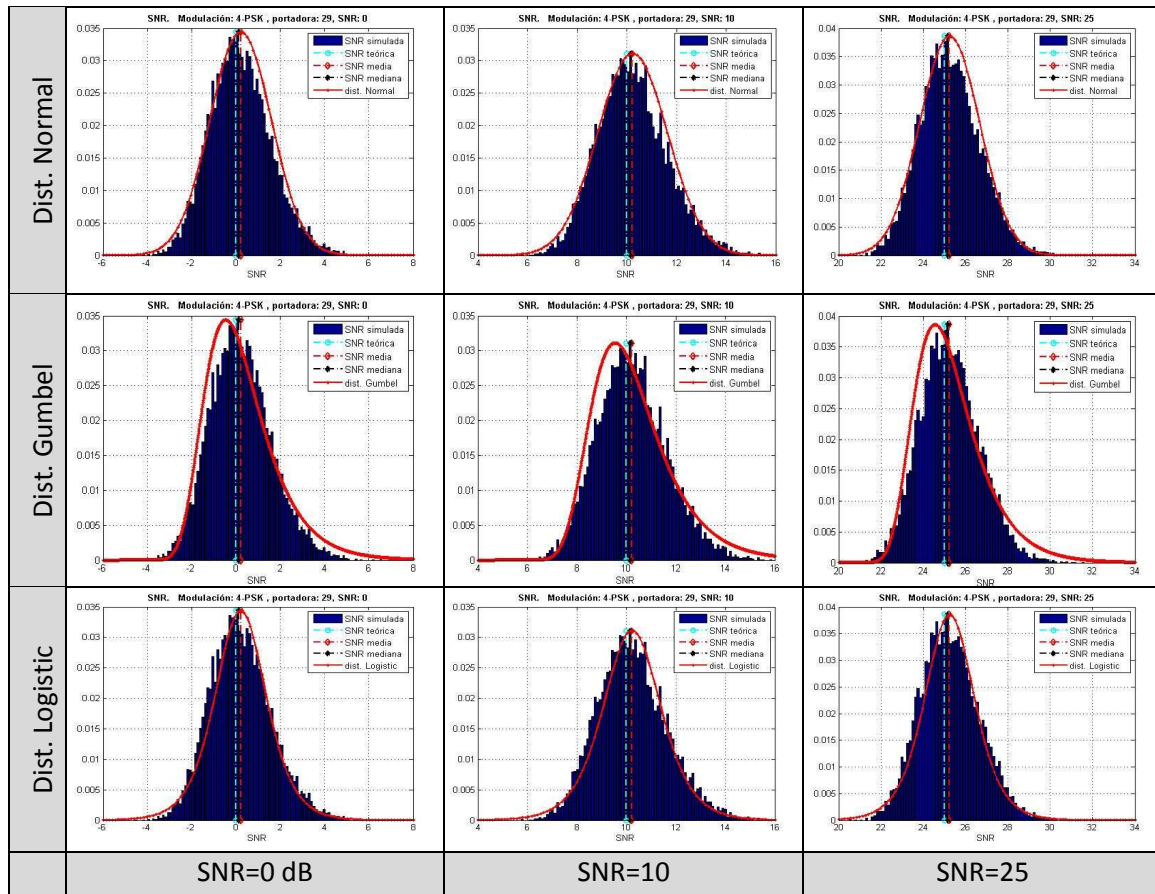


Figura 7.77. Posibles distribuciones teóricas de la SNR al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-25 dB, canal AWGN, portadora 29.

	SNR=0 dB	SNR=10 dB	SNR=25 dB
μ	0.9248	10.9543	25.9609
β	1.5012	1.5069	1.5450
$E\{SNR\}$	0.2116	10.2317	25.2420
$var\{SNR\}$	1.9255	1.9789	1.9932

Tabla 7.3. Parámetros μ , β de la distribución *Gumbel* para QPSK sobre canal AWGN.

Notar que la media de la SNR aumenta unos 0.2 dB con respecto a la teórica y que la varianza de la SNR se mantiene en valores muy pequeños, unos 2 dB, al usar un canal AWGN. En la tabla 7.4 podrá verse el aumento notable que sufre la varianza al trabajar con canales HiperLAN2B.

La distribución *Gumbel* aparece en menor medida que en simulaciones con canal, en este tipo de simulaciones aparece sobre todo por culpa de *outliers*. Y como la distribución *Normal* tiene mayor peso en canales AWGN, provoca que la BER instantánea tienda a esta.

7.6.2.2 QPSK sobre canal HiperLAN2B

Se continuará trabajando con la misma portadora que anteriormente. En la siguiente figura se puede ver como se distribuye la BER a medida que se va aumentando la SNR desde 0 a 10 dB (se trabaja con SNR tan bajas con el objetivo de que aparezcan errores y pueda verse como se distribuye la BER).

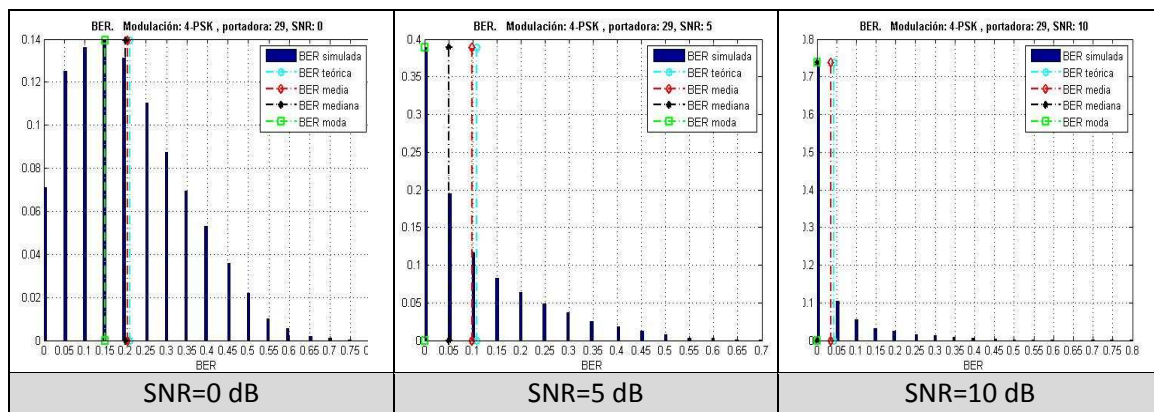


Figura 7.78. Variación de la BER al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 29.

Se puede ver como a medida que aumenta la SNR van desapareciendo el número de errores y la distribución va cambiando. También hay que observar que se dejan de tener distribuciones tipo normales a favor de distribuciones tipo *Rayleigh*.

Si se observa la siguiente figura, puede verse como son dos las distribuciones que más se aproximan a la BER simulada. En primer lugar se tiene la distribución *Erlang* que variando su parámetro de forma, k , permite obtener distribuciones entre la distribución *Gamma* y la distribución *Exponencial*. En segundo lugar la distribución *Weibull* permite obtener distribuciones entre la *Rayleigh* ($k=2$) y la *Exponencial* ($k=1$). La BER instantánea tiene claramente un comportamiento *Exponencial* para valores de SNR superiores a los 0 dB, es por

esto por lo que ambas distribuciones pueden ser usadas para estos valores de SNR. Sin embargo, la distribución *Weibull* se aproxima de mejor forma ya que permite usar factores de forma, k , que no sean enteros (como sucede en la *Weibull* de 0 dB, se usa una $k=1.5$). Este factor en el caso de la *Erlang* debe ser un número entero.

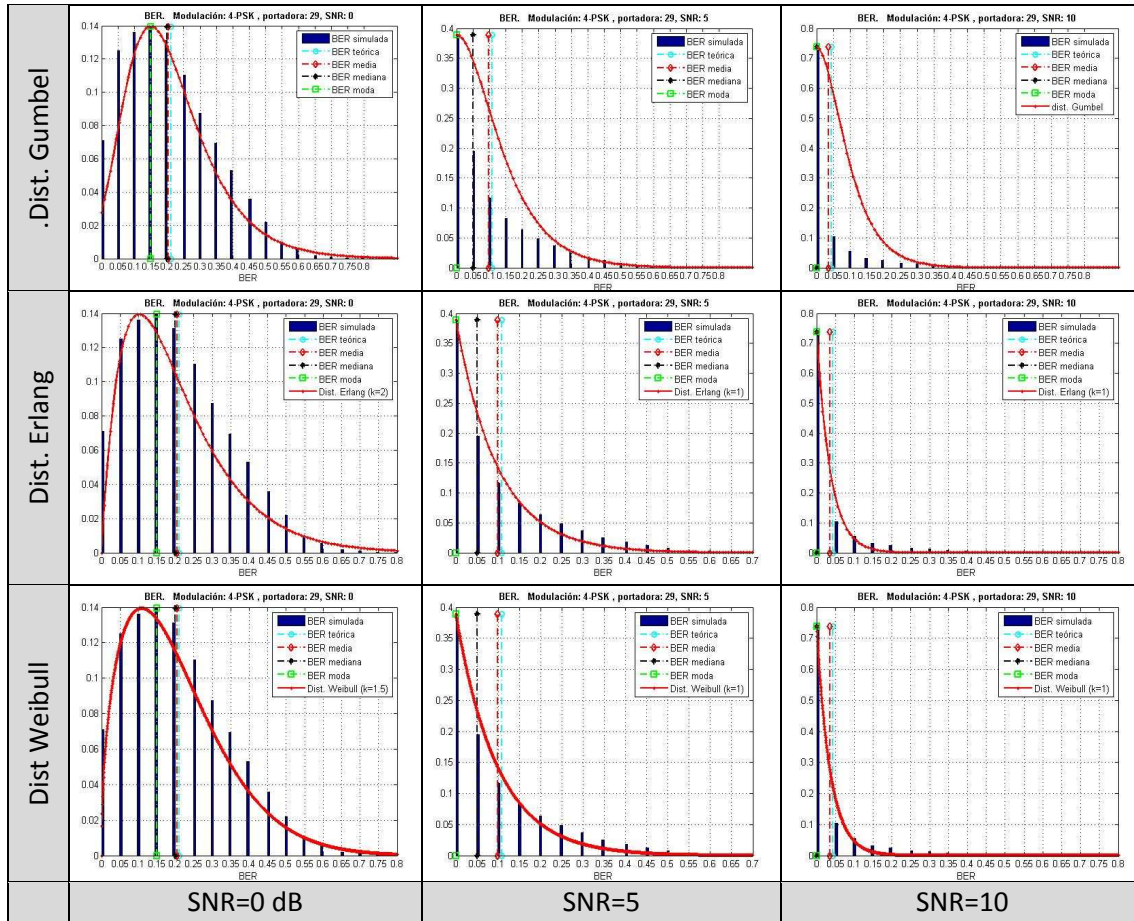


Figura 7.79. Posibles distribuciones teóricas de la BER al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 29.

Con todo esto se puede decir que la BER instantánea para una modulación QPSK sobre canal HiperLAN2B sigue una distribución *Weibull*, aunque no se ajusta de manera perfecta porque hay que tener en cuenta que también sobre el canal HiperLAN2B afecta el AWGN.

Con respecto a la distribución que toma la SNR hay que decir que prácticamente no varía independientemente de cuál sea la SNR usada. Lo que sí que va cambiando es la dispersión de la SNR, y es que a medida que aumenta la SNR los valores están más juntos. Como se puede ver en la figura 7.80, la envolvente de las tres distribuciones es la misma.

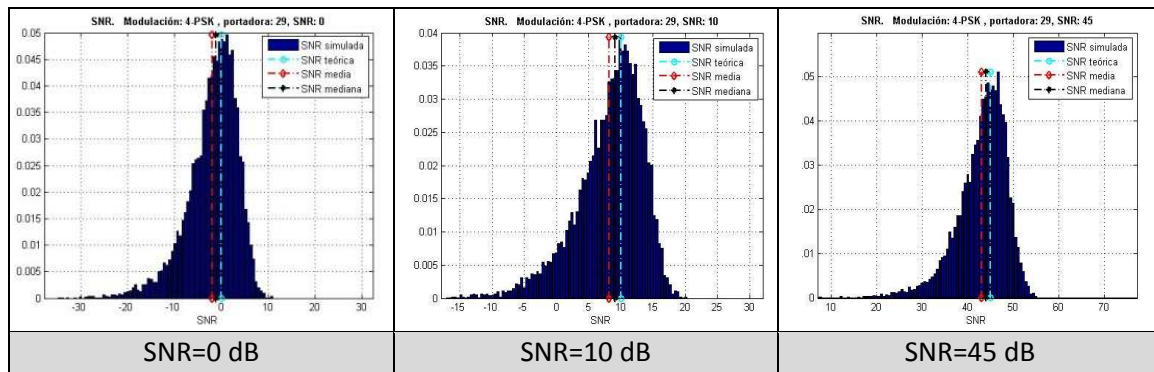


Figura 7.80. Variación de la SNR al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 29.

De la misma manera que sucedía para BPSK, al trabajar con una canal HiperLAN2B la mejor distribución teórica que aproxima la SNR simulada es la distribución *Gumbel*. Además no ocurre como con la BER que a medida que se aumenta la SNR la distribución puede cambiar, la distribución de la SNR permanece constante independientemente de la SNR.

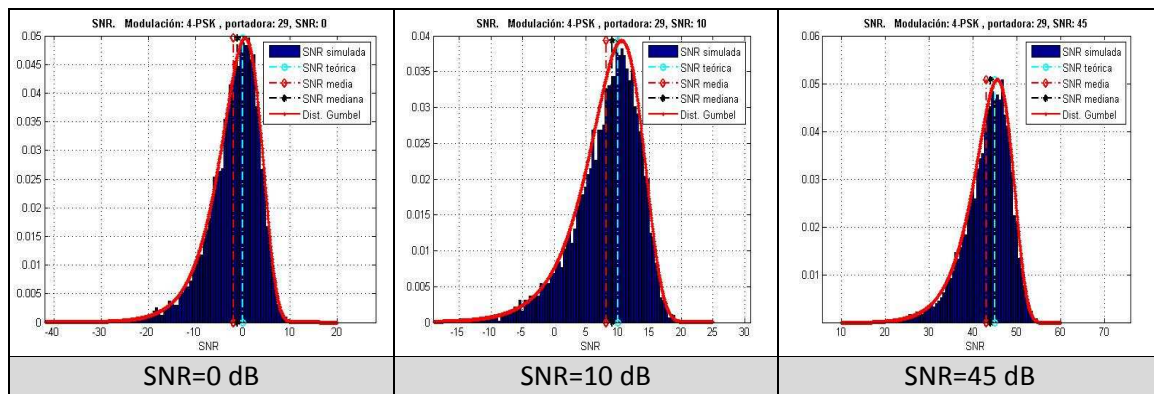


Figura 7.81. Posibles distribuciones teóricas de la SNR al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 29.

La distribución *Gumbel*, como se ha comentado anteriormente, se trata de una distribución que aparece cuando existe máximos (o mínimos) que aparecen de manera brusca sobre una variable aleatoria y esto es lo que se tiene cuando se trabaja con un canal con multitrayecto como es el canal HiperLAN2B, se tiene símbolos que llegan en perfectas condiciones (mínima BER), pero en ocasiones aparecen símbolos que llegan en muy malas condiciones (máxima BER). Esto es lo que provoca que la BER siga una distribución de *Gumbel*.

En la siguiente tabla se puede ver como los valores de β siguen siendo parecidos a los que se veían en la tabla 7.1, ya que el canal que se usa sigue siendo el HiperLAN2B y como se ha comentado los taps tienen relación directa con la β .

	SNR=0 dB	SNR=10 dB	SNR=45 dB
μ	0.5645	10.52	45.4570
β	4.2339	4.2460	4.2068
$E\{SNR\}$	-1.87	8.0764	43.02
$var\{SNR\}$	29.58	30.1882	29.5349

Tabla 7.4. Parámetros μ , β de la distribución *Gumbel* para QPSK sobre canal HiperLAN2B.

La μ sigue la expresión 7.10, por esto los 0.5 dB de más sobre la SNR teórica.

Si se comparan los valores de las tablas 7.3 y 7.4 puede verse como la varianza de la SNR en canales con multitrayecto está en torno a 30 dB, mientras que en canales AWGN es de unos 2 dB, esto es normal ya que al introducir el canal con multitrayecto se provoca que aparezcan extremos en la SNR (distribución *Gumbel*) que aumentan la varianza. La media de la SNR en canales con multitrayecto se encuentra 2 dB por debajo de la SNR teórica y en canales AWGN se encuentra unos 0.25 dB por encima. De esta manera se ven los efectos que provoca el multitrayecto y es que provocan esa disminución en la media y que aumente la varianza de forma notable.

7.6.3 16QAM

7.6.3.1 16QAM sobre canal AWGN

Inicialmente se elegirá la portadora que se va a utilizar en las simulaciones, esta va a ser la portadora 30, ha sido elegida debido a que se trata de una de las portadoras que menor BER media presenta, figura 7.42.

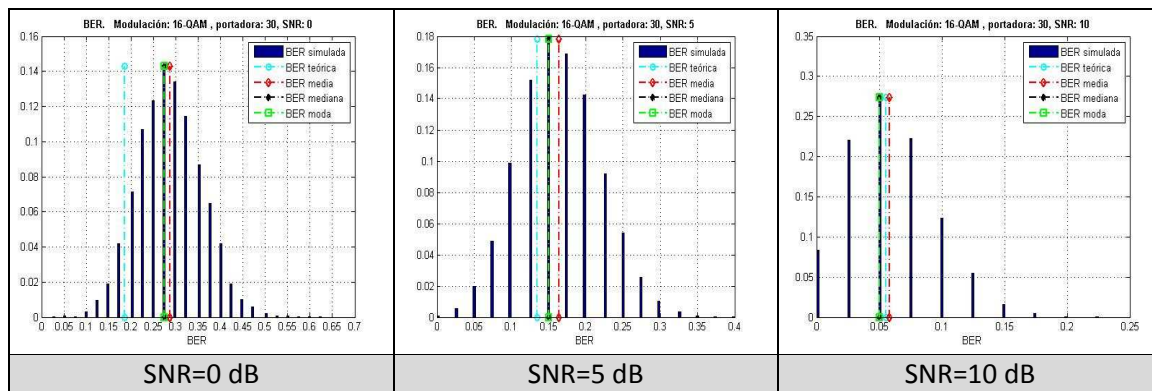


Figura 7.82. Variación de la BER al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.

En la figura anterior se muestran las distintas distribuciones que presenta la BER instantánea a medida que se va aumentando la SNR. Para poder ver las distribuciones que la BER va tomando, es necesario usar una SNR baja para que se obtengan errores y así poder obtener algunas conclusiones sobre estas. La figura 7.82 muestra como a medida que aumenta la SNR la varianza de la BER va disminuyendo, también puede verse como media, mediana y moda se van aproximando cada vez más, cuanto mayor es la SNR.

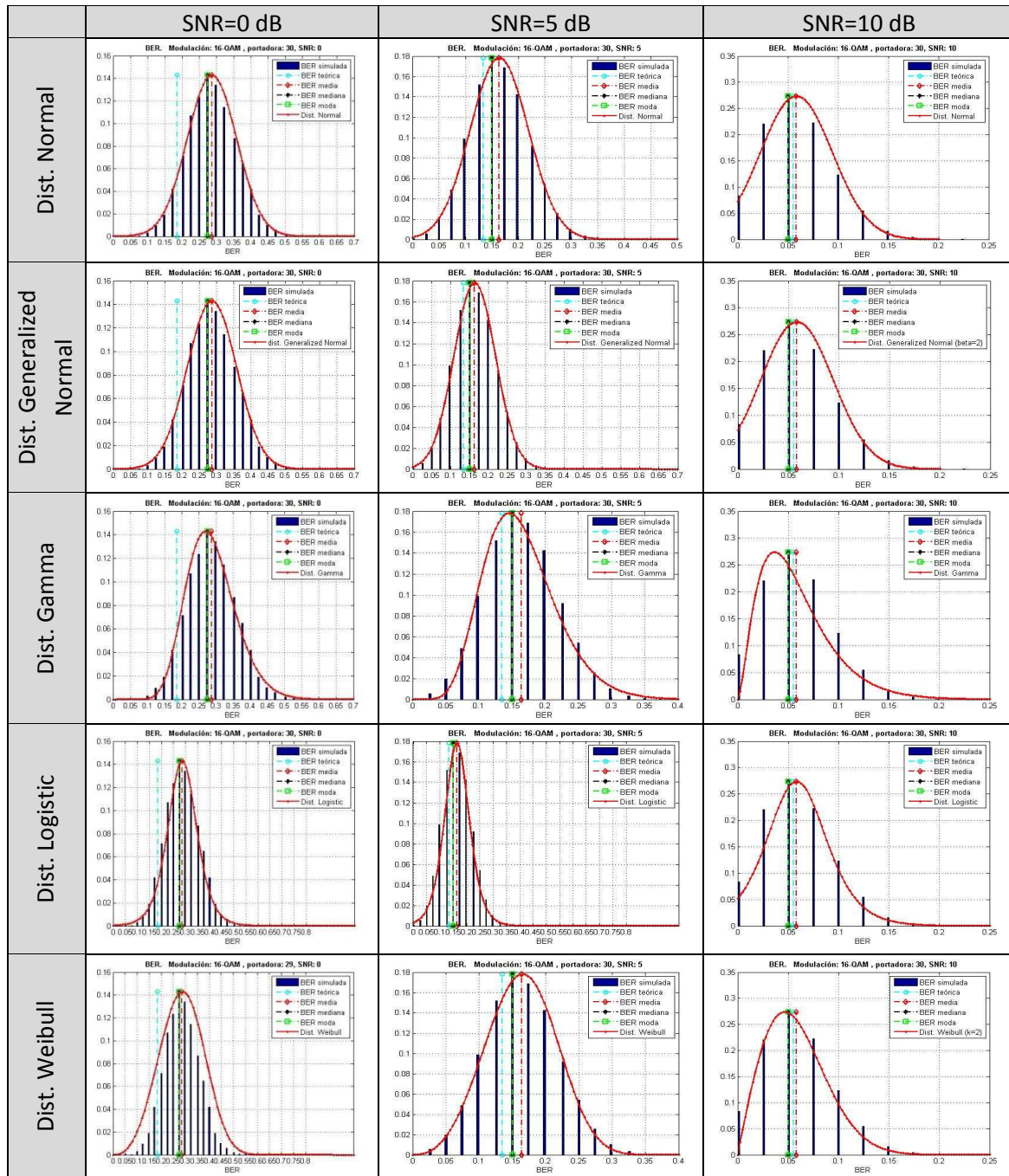


Figura 7.83. Posibles dist. teóricas de la BER al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-10 dB, canal AWGN, portadora 30.

Como puede verse en la figura anterior, la BER instantánea sigue una distribución tipo *Normal* para valores de SNR pequeños, pero a medida que la SNR va aumentando, esta distribución *Normal* deja de ser la mejor aproximación teórica de la BER y distribuciones como la *Weibull* se ajustan de mejor manera, además precisamente se está ajustando con una *Weibull* de $k=2$ que se trata de una *Rayleigh*. El que la distribución *Weibull* sea la mejor aproximación viene dado por el hecho de que la *Weibull* es una distribución que interpola entre una distribución *Exponencial* y una distribución *Rayleigh* y así es como se comporta la BER instantánea. Además al no ajustarse del todo a ninguna de las distribuciones usadas puede ser por el hecho de que la distribución de la BER esté formada por la suma de varias distribuciones, en concreto el comportamiento de la BER instantánea hasta antes de la media parece seguir una distribución *Normal* y una vez pasada la media, la BER instantánea cae de manera *Exponencial*, es por esto que la *Gumbel* o la *Weibull* se aproximan bien una vez que la BER simulada supera la media, figura 7.84.

Una de las distribuciones de la familia de la *Weibull*, es la distribución *Gumbel*. Aunque en la figura 7.83, no aparece la distribución *Gumbel* para una SNR de 10 dB, en la figura 7.84 puede verse representada la *Gumbel* para SNR de 10 y 15 dB, y se ve como la distribución teórica se aproxima bastante a la BER simulada, sobretodo una vez que se ha superado la media (zona de comportamiento *Exponencial*).

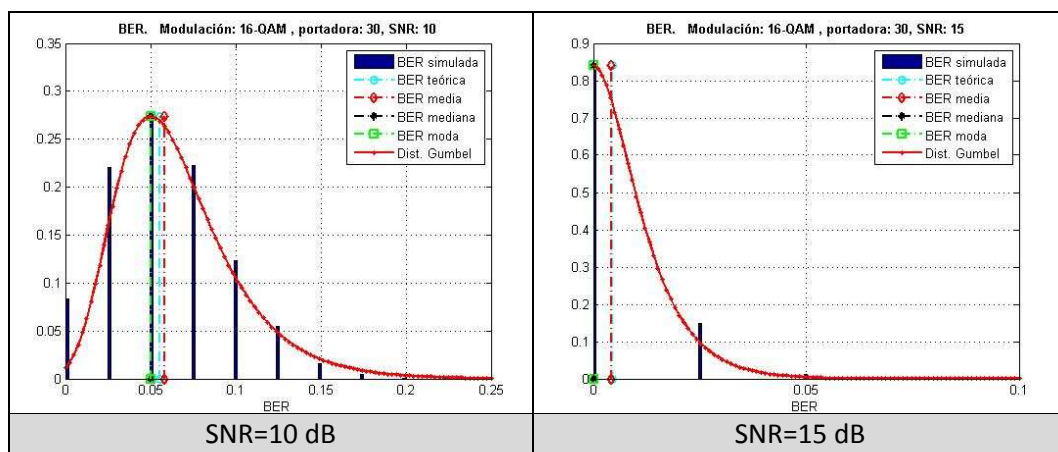


Figura 7.84. Dist. *Gumbel* de la BER al aumentar SNR para 16QAM, SNR=10-15 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.

En cuanto a la distribución que toma la SNR, ocurre como siempre, se mantiene constante independientemente de cuál sea la SNR usada, además como puede verse en la figura 7.42, la SNR media se comporta de manera uniforme sobre todas las portadoras.

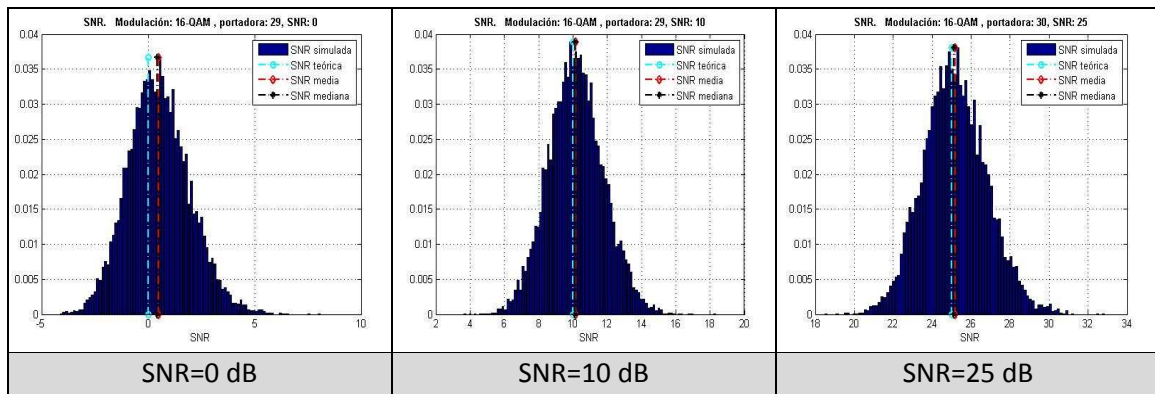


Figura 7.85. Variación de la SNR al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 29 y 30.

Como se puede deducir de la figura anterior, la SNR instantánea sigue una distribución tipo *Normal* independientemente de cuál sea la SNR usada. En la siguiente figura se podrán ver algunas de las distribuciones teóricas que más se aproximan a las simuladas.

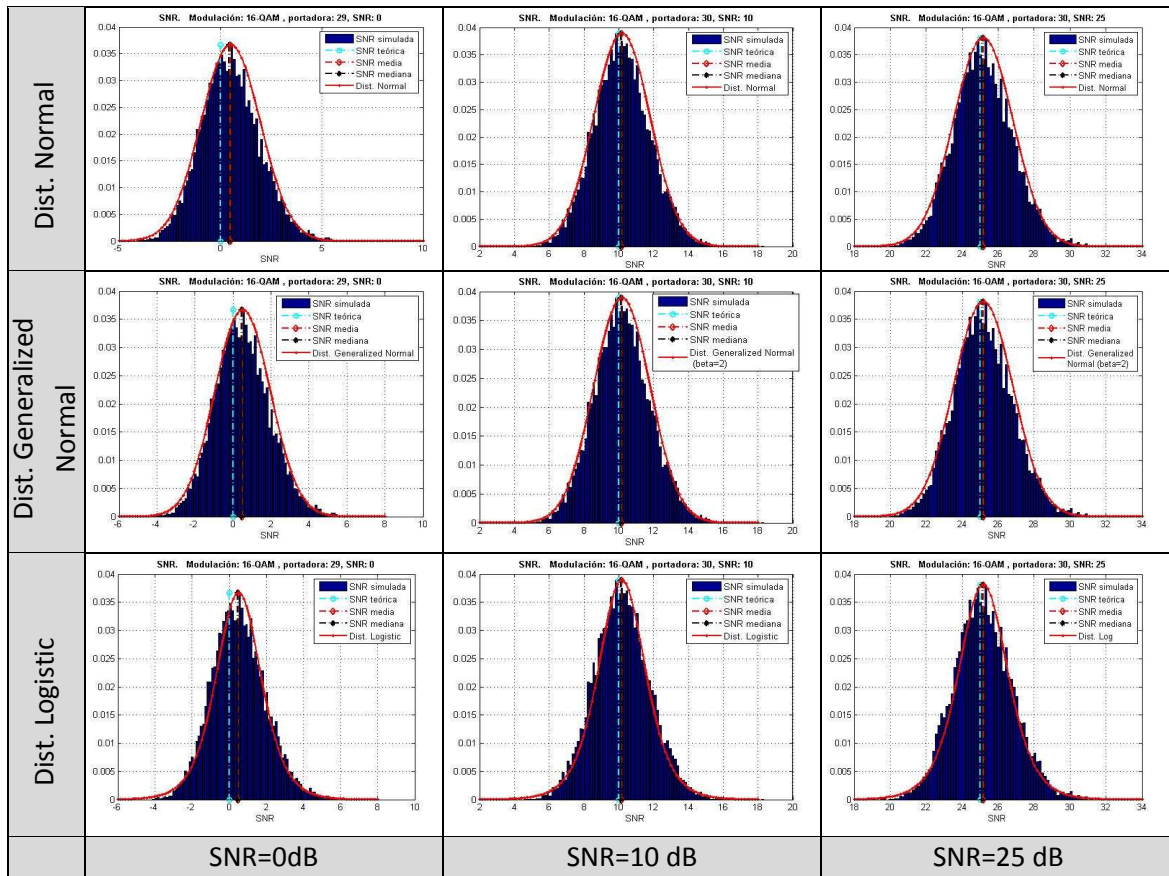


Figura 7.86. Posibles dist. teóricas de la SNR al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-25 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.

Como ocurría en anteriores modulaciones, la SNR instantánea sobre canales AWGN, no termina de ser del todo *Normal*, lo que implica que hay alguna otra distribución que entra en

juego. Esta distribución es la *Gumbel* que lo hará con β 's en torno a 1.5 independientemente de cuál sea la SNR usada, tabla 7.5.

	SNR=0 dB	SNR=10 dB	SNR=25 dB
μ	1.2521	10.9956	26.0082
β	1.5911	1.6913	1.7366
$E\{SNR\}$	0.5073	10.1791	25.1738
$var\{SNR\}$	2.1296	2.6236	2.7043

Tabla 7.5. Parámetros μ , β de la distribución *Gumbel* para 16QAM sobre canal AWGN.

El valor teórico de β debería ser de 1, pero aparecen valores un poco superiores debido al efecto de γ , ver expresión 7.9.

Si se comparan los resultados con los obtenidos en la tabla 7.2, puede verse como los valores de μ y β se mantienen iguales. De la misma forma media se encuentra 0.2 dB por encima del valor teórico y la varianza es un poco mayor en 16QAM que en QPSK.

7.6.3.2 16QAM sobre canal HiperLAN2B.

A continuación se van a ver las distribuciones que toman la BER y la SNR para simulaciones realizadas sobre un canal HiperLAN2B. Esta simulaciones se realizaran sobre la portadora que presente un valor adecuado de BER media y tenga la mejor SNR media posible, para ello se hará uso de la figura 7.47. Teniendo en cuenta esto se usará la portadora 30.

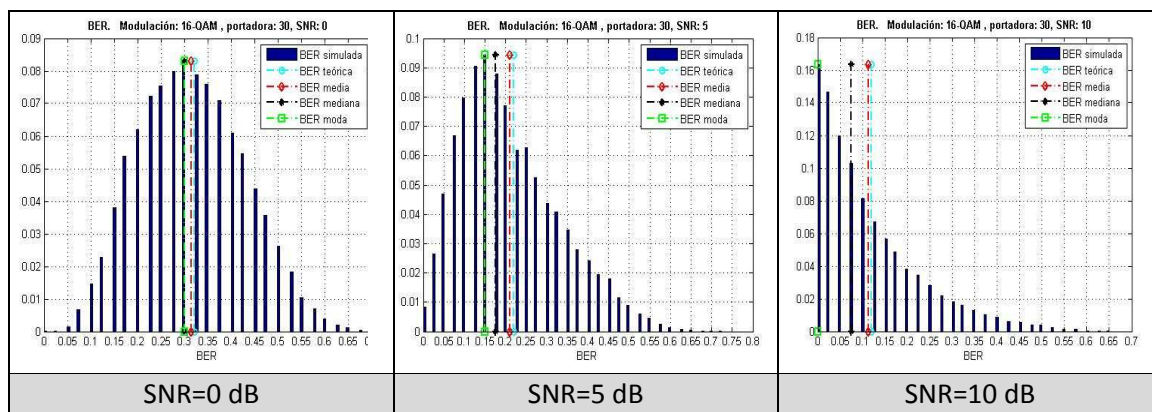


Figura 7.87. Variación de la BER al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-10 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.

En la figura anterior puede verse como va cambiando la distribución que sigue la BER instantánea a medida que se aumenta la SNR. A simple vista parece que las distribuciones por

las que va pasando la BER instantánea, están entre la *Rayleigh* y la distribución *Exponencial*, y precisamente existe una distribución que cumple estos requerimientos, la distribución *Weibull*. Aún así en la siguiente figura se otras distribuciones que puedan obtener una buena aproximación de la BER instantánea. Se usarán distribuciones teóricas tipo *Rayleigh* ya que su comportamiento tiende a este tipo de distribuciones.

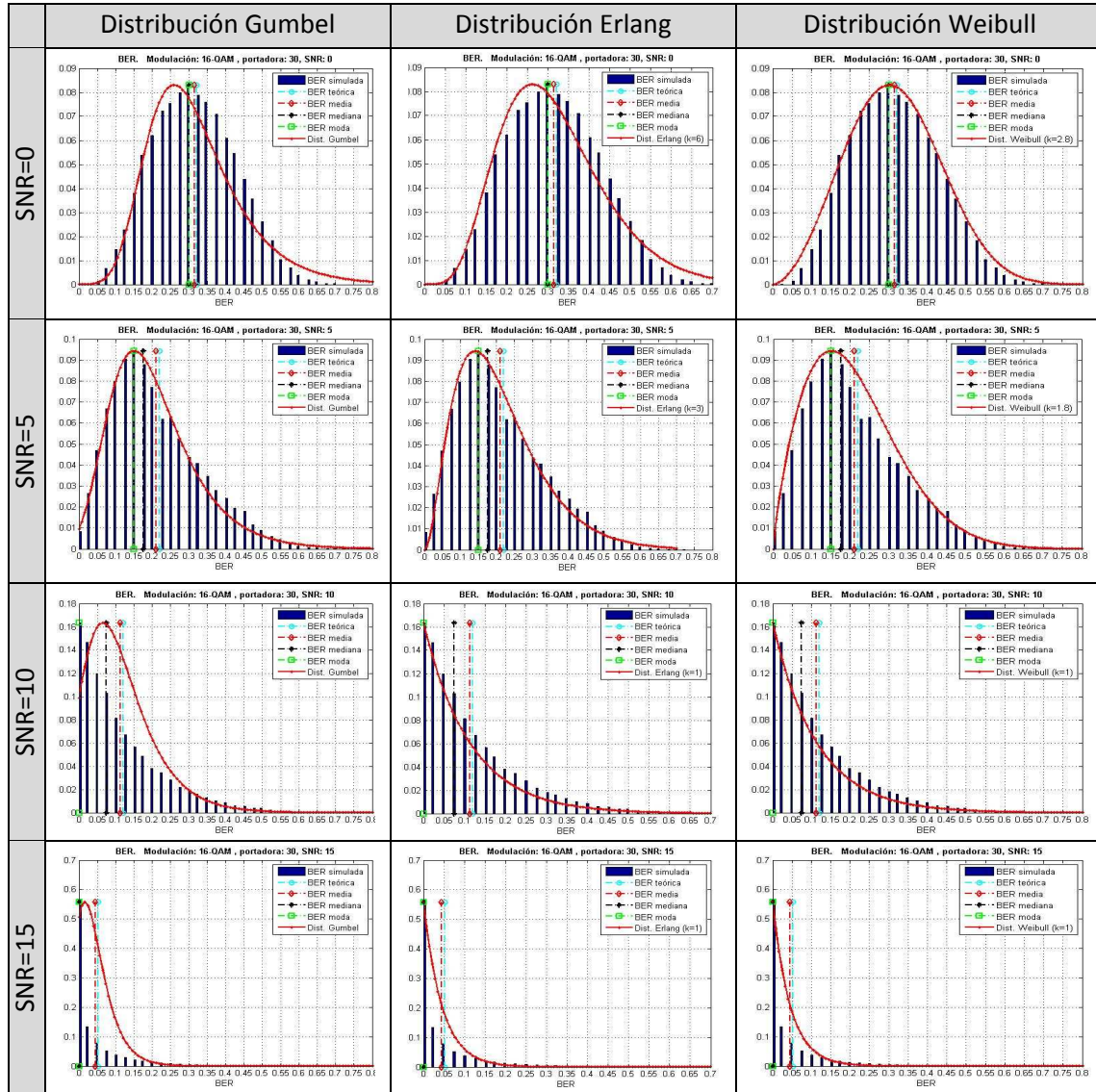


Figura 7.88. Posibles dist. teóricas de la BER al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-15 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.

Como se puede ver en la figura 7.88, son dos las distribuciones que mejor aproximan la BER instantánea sobre canales HiperLAN2B. Se trata de las distribuciones *Weibull* y *Erlang* y obtienen buenas aproximaciones dado que la BER instantánea tiende a una distribución *Exponencial* a medida que aumenta la SNR, y tanto la *Weibull* como la *Erlang* permiten esto

variando su parámetro de forma, con lo que a la hora de escoger una u otra se usará el nivel de ajuste que proporciona cada una para SNR bajas, pero se puede ver que mientras la *Weibull* presenta mejores resultados para una SNR de 0 dB, la Erlang lo hace para una SNR de 5 dB, con lo que cualquiera de las dos podría servir para estimar la BER instantánea para una determinada SNR, pero como la *Weibull* permite obtener distribuciones *Rayleigh* y es el caso del canal HiperLAN2B, se usará esta distribución.

Sin embargo se puede decir que la BER instantánea en este caso, se comporta siguiendo una distribución *Weibull*, en la que va variando el parámetro k que es que da la forma. Este parámetro k si es 1, la distribución será *Exponencial* y si es 2, la distribución será *Rayleigh*, pero puede tomar valores intermedios de tal forma que se consigan características de las dos distribuciones. Esto sucede en la figura anterior, para una SNR de 0 dB se está usando una distribución *Weibull* con $k=2.8$.

A medida que la SNR aumenta pasa de tener un comportamiento tipo *Rayleigh*, a tener claramente un comportamiento *Exponencial*, es decir se pasa de usar k 's en torno a 2 a usar k 's cercanas a 1. Es por esto que la distribución *Weibull* es tan buena para aproximar esta BER instantánea.

En cuanto al comportamiento que tiene la distribución de la SNR instantánea, se puede ver a continuación que es el mismo independientemente de cuál sea la SNR usada.

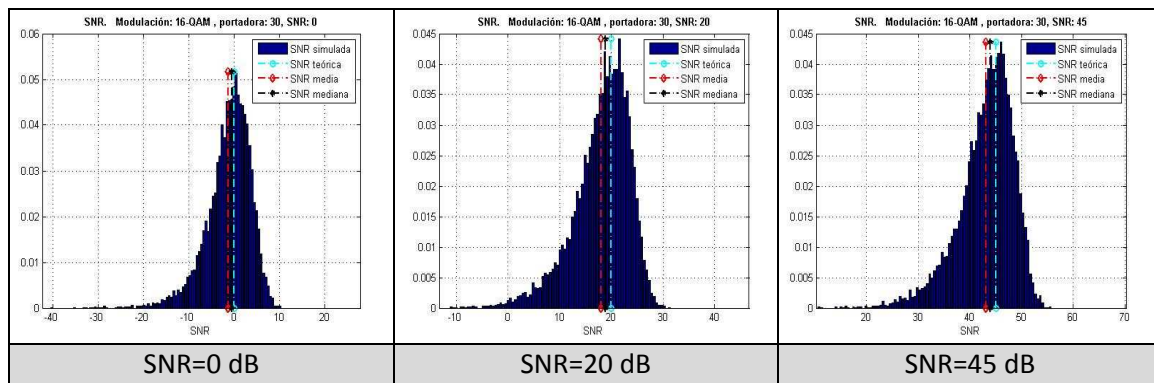


Figura 7.89. Variación de la SNR al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.

Además de la misma manera que en anteriores modulaciones sobre canal HiperLAN2B, todas las distribuciones se aproximan a una distribución *Gumbel*, como puede verse en la figura 7.90.

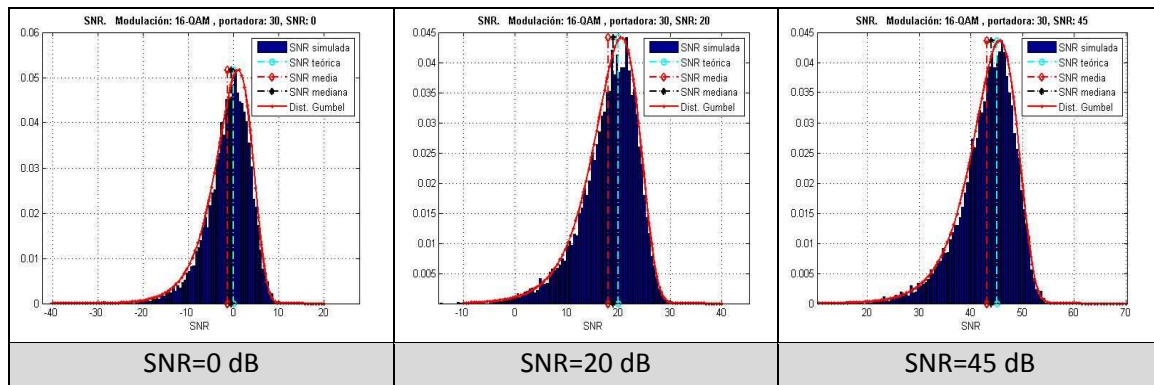


Figura 7.90. Posible dist. teórica de la SNR al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.

El que todas las distribuciones de la SNR en canales HiperLAN2B sigan una distribución *Gumbel* es debido principalmente a que la distribución *Gumbel* se trata de una distribución que es usada cuando una variable aleatoria tiene extremos, es decir máximos y mínimos y de esta forma es cómo se comporta la SNR en canales con multirayecto. Si no se produce multirayecto habrá un máximo y si se produce aparecerá un mínimo en la SNR. De aquí que la SNR instantánea tenga una varianza tan grande.

En cuanto a los valores que toman las variables μ y β de la distribución *Gumbel*, así como los valores de media y varianza de la SNR instantánea aparecen en la siguiente tabla.

	SNR=0 dB	SNR=20 dB	SNR=45 dB
μ	0.9445	20.5197	45.5310
β	3.9358	4.3253	4.2616
$E\{SNR\}$	-1.2893	18.0272	43.0835
$var\{SNR\}$	24.7079	30.6102	29.5093

Tabla 7.6. Parámetros μ , β de la distribución *Gumbel* para 16QAM sobre canal HiperLAN2B.

En la tabla anterior se puede comprobar cómo los valores de β permanecen aproximadamente constantes ya que el canal usado es siempre el mismo y como dice la expresión 7.9 la β es directamente proporcional a la suma de los taps. Y la μ sigue dando valores teniendo en cuenta la expresión 7.10.

En cuanto a la media de la SNR tiene valores similares a los obtenidos en otras modulaciones sobre canal HiperLAN2B, se mantiene 2 dB por debajo de la teórica. Y la distribución *Gumbel* implica se den varianzas grandes en torno a los 30 dB, como ocurría en otras ocasiones.

7.6.4 64QAM

La modulación 64QAM es una modulación usada cuando las condiciones del canal son buenas, ya que necesita de una buena SNR para obtener resultados de BER aceptables. Aún así se van a estudiar las distribuciones de BER y SNR que la modulación 64QAM proporciona tanto sobre canales AWGN como sobre canales HiperLAN2B.

7.6.4.1 64QAM sobre canal AWGN

Como se ha hecho en anteriores ocasiones, primeramente se ha de elegir una portadora que proporcione niveles aceptables de BER media y tenga una buena SNR media. Para ello usaremos la figura 7.53. En esa figura puede verse como la portadora 33 ofrece niveles de BER media aceptables así como una buena SNR media. De esta forma a continuación se verá como se distribuye la BER sobre dicha portadora y para distintas SNR.

Anteriormente las simulaciones comenzaban para SNR de 0 dB, ahora hay que aumentar si se quieren conseguir resultados que puedan ser reales, ya que una 64QAM con una SNR de 0 dB, jamás va a ser usada.

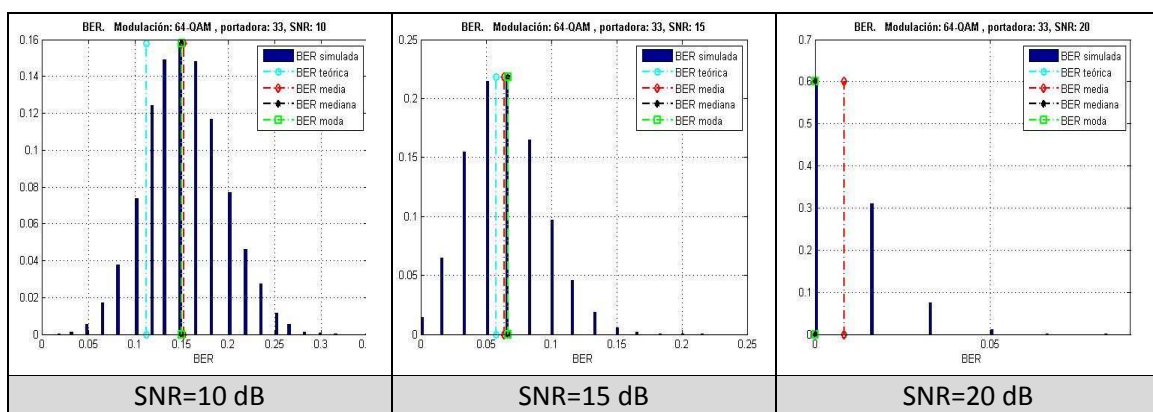


Figura 7.91. Variación de la BER al aumentar SNR para 64QAM, SNR=10-20 dB, canal AWGN, portadora 33.

En la figura anterior puede verse como las distribuciones para SNR menores de 20 dB son tipo *Normal*, pero a medida que la SNR va aumentando la BER tiende a comportarse de una manera más *Exponencial*. Además hay que fijarse en el comportamiento que sigue la media de la BER simulada y es que a medida que aumenta la SNR la media de la BER simulada tiene a aproximarse a la BER teórica.

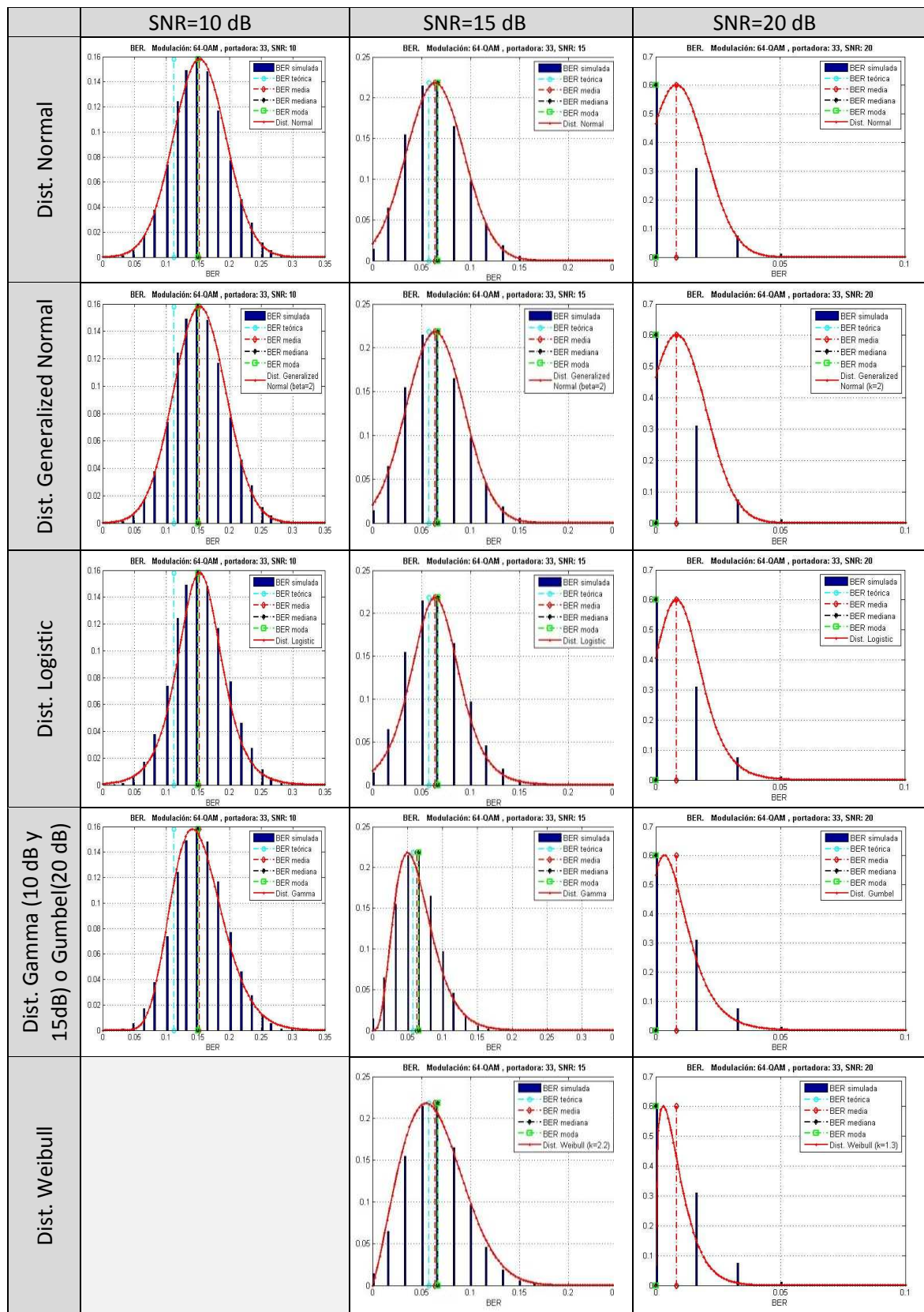


Figura 7.92. Posibles dist. teóricas de la BER al aumentar SNR para 64QAM, SNR=10-20 dB, canal AWGN, portadora 33.

En la figura 7.92 se ve claramente el comportamiento que se comentaba con anterioridad. En un principio, SNR=10 dB, las distribuciones se siguen una distribución tipo *Normal*, por esto que las distribuciones *Normal* y *Generalized Normal* se aproximen de manera correcta, pero a medida que la SNR aumenta la distribución *Normal* ya no aproxima correctamente. Para SNR de 20 dB no se consigue que ninguna de las distribuciones aproxime de manera óptima, esto es debido a que la distribución de la BER simulada estará formada por la suma de varias distribuciones.

En ocasiones la distribución *Weibull* se aproxima bastante a la distribución simulada gracias a que dicha distribución permite obtener distribuciones entre la *Rayleigh* y la *Exponencial* variando algunos de sus parámetros. También distribuciones como la *Gumbel* permite, para SNR altas, una buena aproximación a la SNR simulada gracias a la caída *Exponencial* que tiene la cola superior de la distribución. Hay que tener en cuenta que la distribución *Gumbel* es de la misma familia que la distribución *Weibull*, en ocasiones la distribución *Gumbel* también es conocida como distribución log-*Weibull*, de ahí el que esta distribución caiga de una manera menos pronunciada que la *Weibull* y permita una mejor aproximación de la BER simulada.

Resumiendo, la BER instantánea simulada tiene distribuciones que van desde la *Normal* a la *Weibull*, teniendo en cuenta que la *Weibull* puede tomar distintos valores en el parámetro que se encarga de proporcionar la forma de la distribución, k .

Con respecto a la SNR instantánea que aparece sobre canales AWGN, se puede ver como la distribución que sigue, independientemente de la SNR utilizada, es de tipo *Normal*.

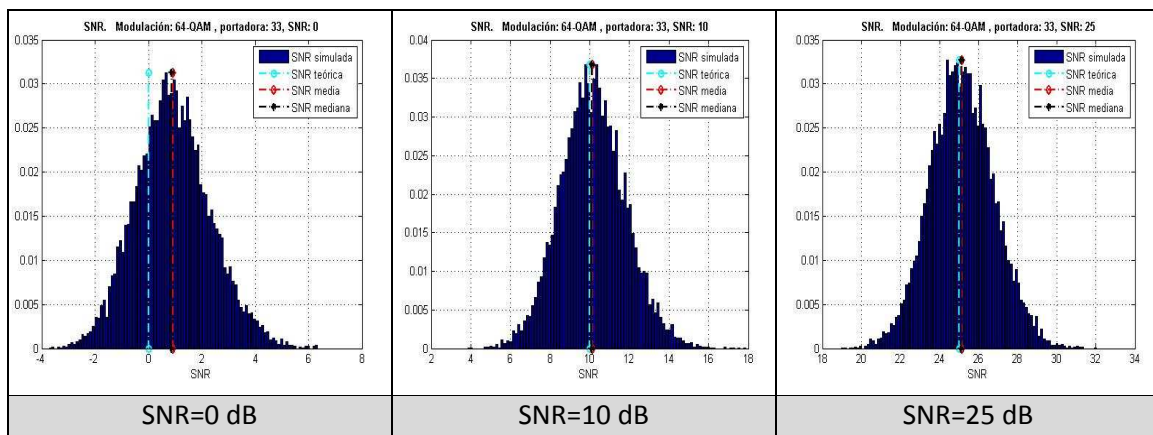


Figura 7.93. Variación de la SNR al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-25dB, canal AWGN, portadora 33.

En la siguiente figura puede verse las aproximaciones de la SNR simulada a algunas de las distribuciones que son de tipo *Normal*.

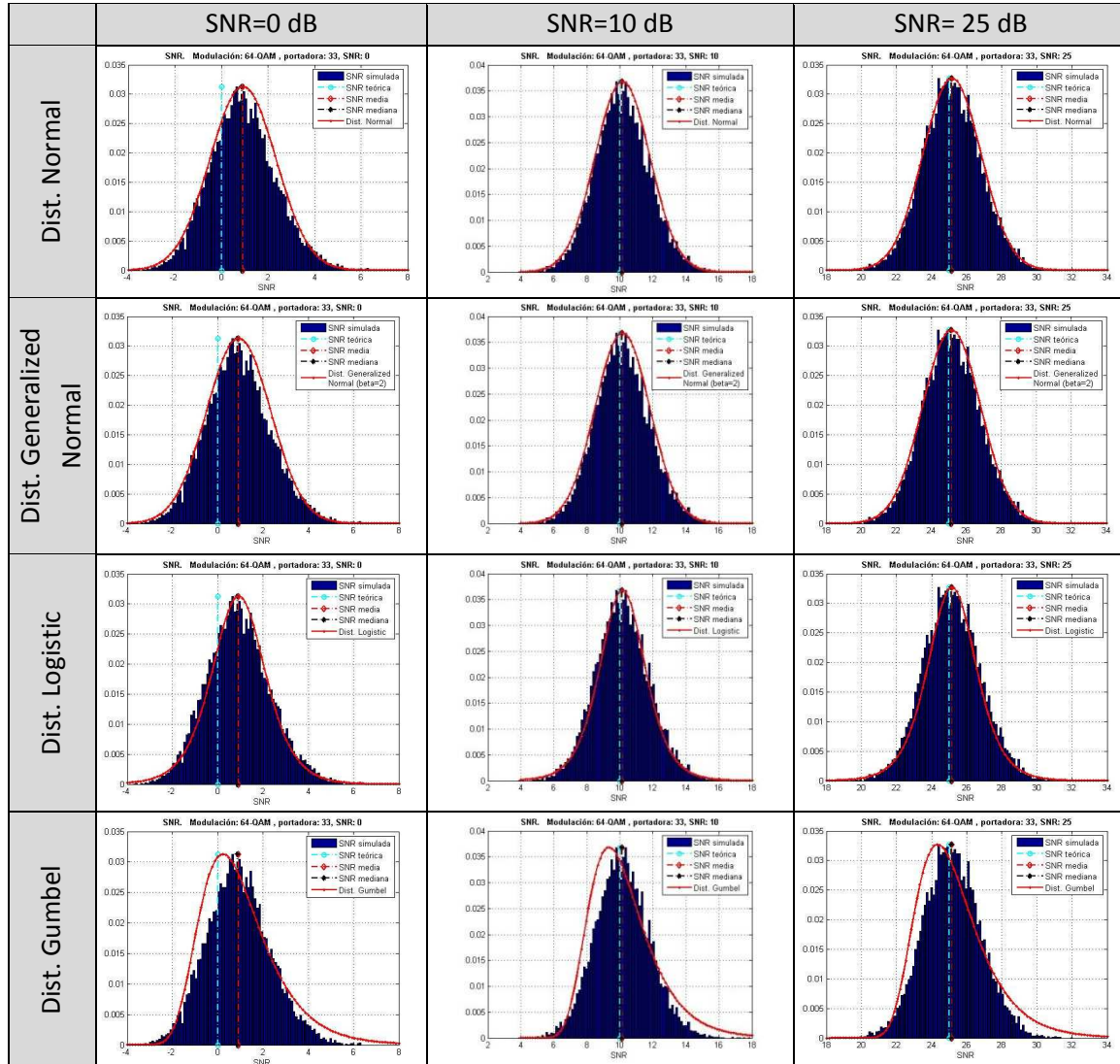


Figura 7.94. Posibles dist. teóricas de la SNR al aumentar SNR para 64QAM, SNR=0-25 dB, canal AWGN, portadora 33.

Según puede deducirse de la figura anterior para SNR altas la SNR simulada sigue claramente una distribución *Normal* mientras que para SNR bajas la distribución no es *Normal* del todo. Esto es debido a que para SNR bajas es más probable que aparezcan máximos o mínimos en la SNR, lo que provoca que la distribución *Normal* se vea afectada por una distribución *Gumbel* (aparece en variables en las que se producen máximos y mínimos). Por el contrario cuando la SNR es alta en canales AWGN es muy poco probable que aparezcan estos máximos o mínimos, de tal forma que la distribución de la SNR es mucho más parecida a una *Normal*.

Aún así se han recogido en la siguiente tabla los valores de media y varianza de la SNR simulada, así como los valores de la μ y la β de la distribución *Gumbel*.

	SNR=0 dB	SNR=10 dB	SNR=25 dB
μ	1.6471	10.9930	25.9905
β	1.4962	1.7549	1.7065
$E\{SNR\}$	0.9261	10.1554	25.1565
$var\{SNR\}$	2.0032	2.7446	2.7381

Tabla 7.7. Parámetros μ , β de la distribución *Gumbel* para 64QAM sobre canal AWGN.

Los valores obtenidos son los esperados, la μ se mantiene aproximadamente unos 2 dB por encima de la SNR teórica, y la β se mantiene casi constante, ya que viene dada por la ecuación 7.11 y esta la define el canal y las características de canal no cambian, además se mantiene en torno a 1.5 debido a que el canal es AWGN y a la β le afecta la γ lo que provoca que sea un poco mayor que 1, que sería el resultado teórico.

En cuanto a la varianza se mantiene en valores similares a los obtenidos por otras modulaciones sobre canales AWGN. Lo mismo sucede con la media, se mantiene unos 0.2 dB por encima de la SNR teórica.

7.6.4.2 64QAM sobre canal HiperLAN2B

En la figura 7.60 se puede ver que la portadora número 30 ofrece buenas prestaciones en cuanto a BER media y SNR media, lo que proporciona unas buenas condiciones para extraer conclusiones acerca de la BER instantánea y la SNR instantánea.

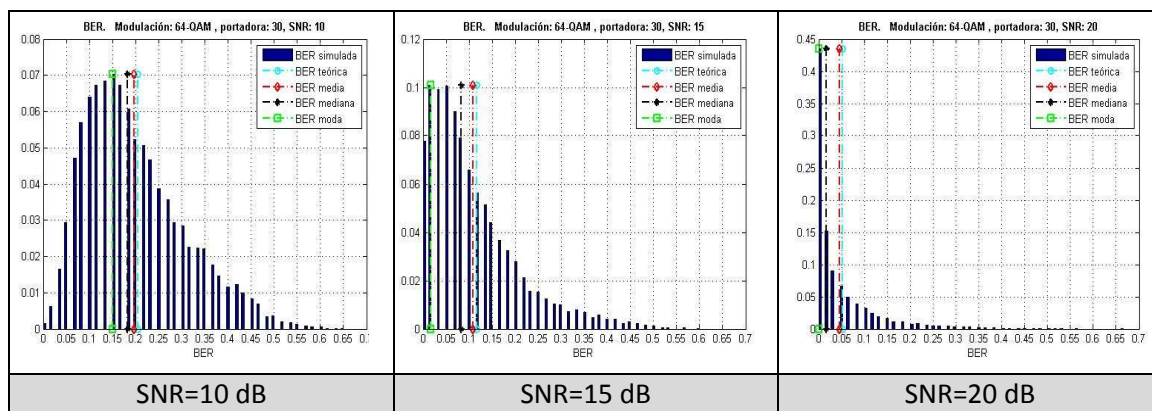


Figura 7.95. Variación de la BER al aumentar SNR para 16QAM, SNR=10-20 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.

Como se puede ver en la figura anterior la BER instantánea va cambiando su distribución a medida que la SNR va aumentando. A simple vista se podría decir que la BER varía entre una distribución *Rayleigh* y una distribución *Exponencial* y resulta que existe una distribución teórica que permite variar entre estas dos distribuciones, se trata de la distribución *Weibull*. Aún así en la siguiente figura se van a ver aproximaciones de la distribución de la BER a distintas distribuciones teóricas.

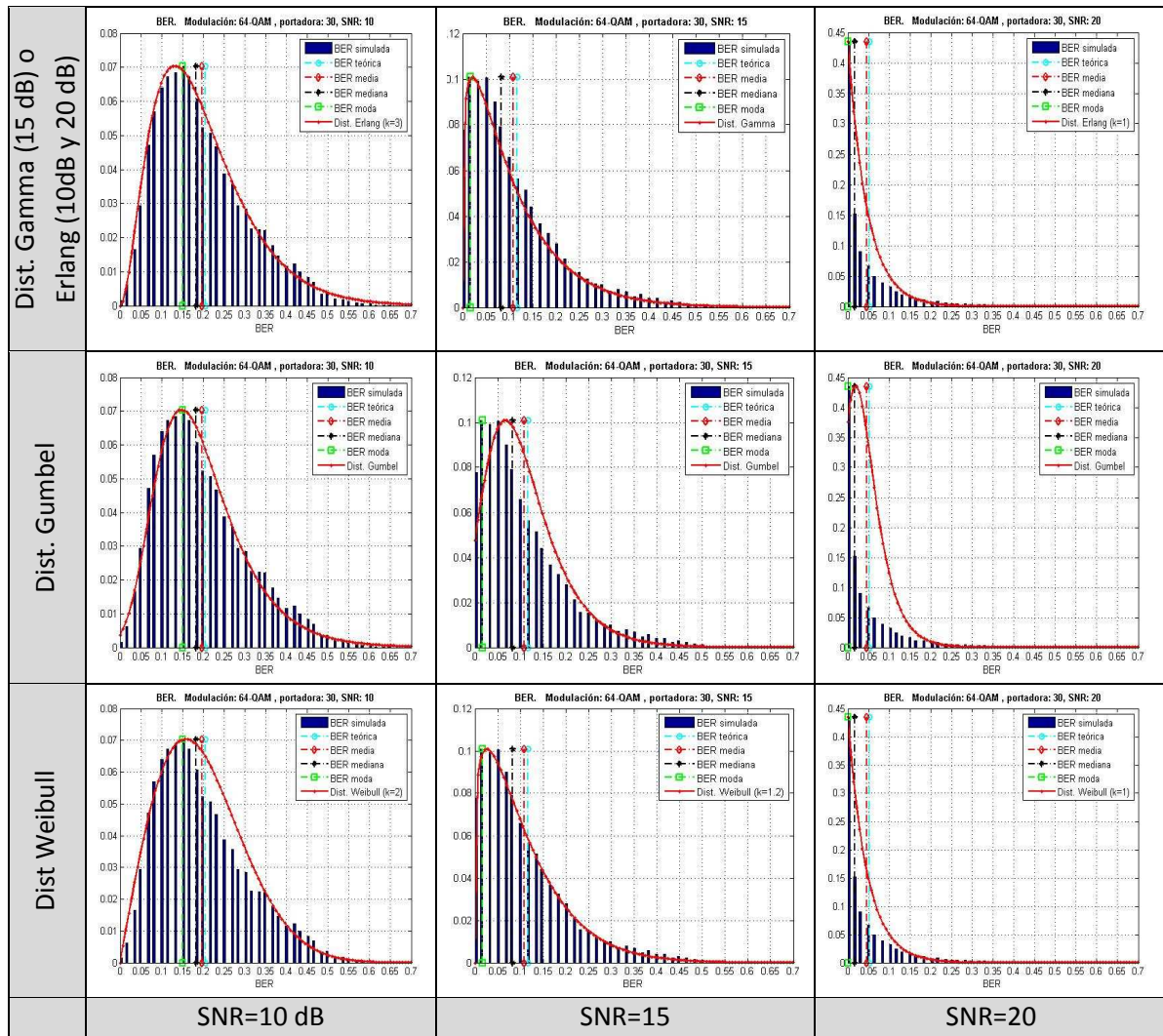


Figura 7.96. Posibles dist. teóricas de la BER al aumentar SNR para 64QAM, SNR=10-20 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.

En la figura anterior puede verse el comportamiento que se citaba con anterioridad, la distribución de la BER simulada va entre una *Rayleigh* (*Weibull* con $k=2$) y una *Exponencial* (*Weibull* con $k=1$). Aunque viendo las figuras para una SNR de 10 dB, la mejor aproximación viene dada por una *Erlang*.

La distribución *Erlang* es de la misma familia que la distribución Gamma, lo único que la *Erlang* permite pasar de una distribución a otra a través de un parámetro de forma, k . De esta manera la *Erlang* permite variar su distribución entre una *Exponencial* ($k=1$) y distribuciones más suavizadas tipo *Rayleigh*, pero siempre siendo k un valor entero, lo que limita un poco a esta distribución. Por ejemplo para la SNR de 15 dB, se consigue una mejor aproximación con la distribución Gamma (no restringe a valores de k enteros) que con la *Erlang*.

Dado que la distribución *Erlang* consigue mejores resultados para SNR bajas que la *Weibull* y permite al igual que la *Weibull* obtener distribuciones *Exponenciales*, para estimar la BER instantánea en canales HiperLAN2B se usará la distribución *Erlang*.

Con respecto a la SNR instantánea, como ocurría para anteriores modulaciones sobre canal HiperLAN2B, se distribuye de la misma manera independientemente de cuál sea la SNR usada.

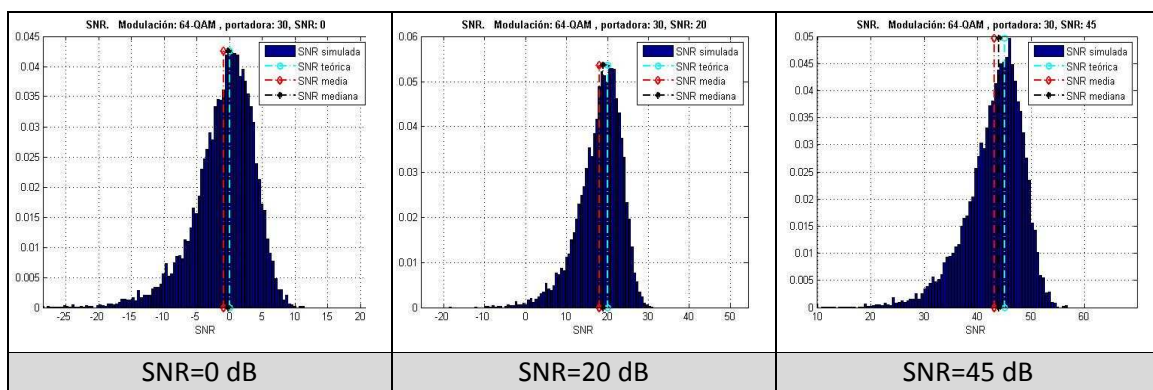


Figura 7.97. Variación de la SNR al aumentar SNR para 16QAM, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 30.

Además de ser todas las distribuciones iguales, la distribución que sigue la SNR instantánea es la distribución *Gumbel*, característica de los escenarios multirayecto como se ha comentado con anterioridad.

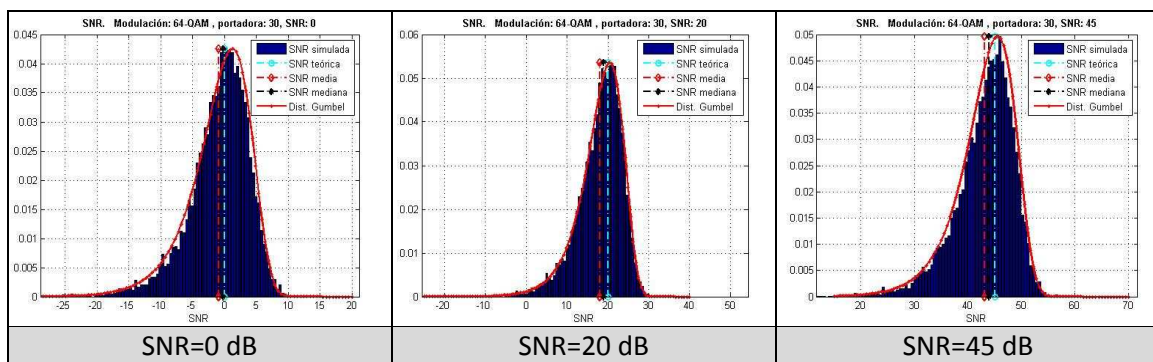


Figura 7.98. Posibles distribuciones teóricas de la SNR al aumentar SNR para QPSK, SNR=0-45 dB, canal HiperLAN2B, portadora 29.

Como se ha comentado con otras modulaciones sobre canales HiperLAN2B, la distribución *Gumbel* aparece sobre variables aleatorias en las que aparecen extremos (máximos y mínimos). Este escenario es el que se tiene en el caso de canales con multitrayecto, la SNR instantánea será máxima cuando la señal no sufra multitrayecto, mientras que la SNR instantánea será mínima en el caso de que si aparezca.

En la siguiente tabla pueden verse los parámetros μ y β que forman la distribución *Gumbel*, así como media y varianza de la SNR instantánea.

	SNR=0 dB	SNR=20 dB	SNR=45 dB
μ	1.2250	20.4944	45.5361
β	3.7966	4.2883	4.3150
$E\{SNR\}$	-0.9125	18.0435	43.0726
$var\{SNR\}$	22.3656	29.3495	29.8855

Tabla 7.8. Parámetros μ , β de la distribución *Gumbel* para 64QAM sobre canal HiperLAN2B.

Como en anteriores modulaciones sobre canal HiperLAN2B, la media de la SNR simulada se encuentra en torno a 2 dB por debajo de la teórica, de igual manera la varianza se muestra valores sobre los 30 dB. La β sigue manteniéndose en torno a 4 ya que viene dada por la suma de los taps del canal y esta suele estar alrededor de ese valor. La μ sigue estando 0.5 dB por encima de la teórica.

Capítulo 8

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

8.1 Conclusiones

En este capítulo se mostrarán, a modo de resumen, las principales conclusiones obtenidas sobre las simulaciones realizadas.

En primer lugar, comentar que la introducción de un sistema de comunicaciones sobre un canal que sufre desvanecimientos por multitrayecto necesitará de una E_b/N_0 mucho mayor para conseguir niveles de BER similares a los que se obtendrían sobre canales AWGN.

También se dejó totalmente demostrado que los tres posibles receptores, ZF, ML y MMSE, obtienen los mismos resultados para sistemas SISO, como ya se conocía. Teniendo esto en cuenta, en comunicaciones SISO se usarán receptores ZF ya que obtienen los mismos resultados que el ML y MMSE teniendo una carga computacional mucho menor.

En cuanto a la codificación sobre canales AWGN se vio como tanto con tasas de 1/2 como con tasas de 2/3 se conseguían mejorar los resultados obtenidos sin codificación, a partir de una determinada SNR (dependía de la modulación usada). En canales HiperLAN2B para modulaciones superiores a 32QAM, tasas de codificación de 2/3 no suponen apenas mejoras para niveles de E_b/N_0 aceptables, aunque las ganancias de codificación para índices de modulación inferiores a 32QAM si se aprecian. La tasa de codificación de 1/2 siempre ofrece

ganancia de codificación, el problema viene porque el uso de ésta implica una disminución en la tasa binaria de la mitad. Teniendo en cuenta todos estos factores, a la hora de usar una codificación u otra, deberá de haber un acuerdo entre BER y tasa de bit.

También se ha podido ver qué agrupaciones de portadoras son usadas en las distintas modulaciones. Aunque por si solas las agrupaciones sobre canales AWGN no aportan mucha información, si comparamos los resultados obtenidos sobre canales AWGN con los resultados obtenidos sobre canales HiperLAN2B, si se puede sacar algunas conclusiones.

Primeramente comentar que el número de portadoras por grupo que se aceptan sobre canales AWGN va a ser, en la mayoría de los casos, inferior al que se acepta sobre canales HiperLAN2B. Esto es principalmente debido a que las agrupaciones se realizan con el objetivo de que el receptor tenga que enviar la menor cantidad de información posible al transmisor sobre que portadoras soportan mejor los efectos del canal, y para tener la mayor agrupación posible es necesario que la BER media no muestre cierta uniformidad ya que impediría el usar técnicas de *subchannel adaptation*. Como el canal HiperLAN2B provoca que la BER media se distribuya de una manera menos uniforme, ayuda a que se pueda usar un mayor número de portadoras por grupo sin ganar en uniformidad.

En concreto, sobre canales AWGN las agrupaciones que más se suelen utilizar suelen estar entre las 4 y las 8 portadoras por grupo. En el caso de que se introduzca codificación se ha podido ver como claramente se pueden realizar agrupaciones mayores, con lo que casi siempre serán de 8 portadoras por grupo, pero existen ocasiones en las que se podrán usar 16 portadoras por grupo.

Sobre canales HiperLAN2B se ha podido ver como todas las modulaciones presentaban buenos resultados para agrupaciones de 16 portadoras. Incluso para en el caso de que agrupaciones de 16 portadoras tendiera a uniformizar la BER media, la codificación conseguía solucionar este problema. Es por esto que agrupaciones de 16 portadoras son las agrupaciones que usan algunos de los estándares.

Con respecto a la SNR se ha podido ver que tanto sobre canales AWGN como sobre canales HiperLAN2B, tenía un comportamiento muy uniforme. Era tal el comportamiento uniforme que la SNR máxima coincidía prácticamente con la SNR media. Únicamente destacar que

mientras la SNR media sobre canales AWGN aumentaba unos 0.25 dB, en canales HiperLAN2B la SNR media caía unos 2 dB, como efecto de la dispersión provocada por el multitrayecto.

Por terminar con las conclusiones respecto a las agrupaciones, decir que también se ha realizado simulaciones sobre BER máxima, con el objetivo de poder observar que comportamiento tenía esta sobre distintos canales. Se ha podido ver, como era de esperar, que la BER máxima se dispara sobre canales HiperLAN2B debido principalmente a los *outliers* provocados por el multitrayecto.

Todo esto ha sido en cuando a simulaciones de la BER y SNR media, pero también han aparecido simulaciones de la BER y SNR instantáneas.

Las simulaciones obtenidas de la BER y SNR instantáneas han permitido ver las distribuciones que estas seguían tanto sobre canales AWGN como sobre canales HiperLAN2B.

La BER instantánea sobre canales AWGN parece tener una distribución *Normal* para SNR bajas pero a medida que esta SNR aumenta, la distribución va tendiendo a ser *Exponencial* a partir de la media de la BER instantánea; Lo que hace que una distribución *Weibull* se aproxime a la distribución de la BER instantánea una vez la BER supera la media. Sobre canales HiperLAN2B, la BER instantánea tiene un comportamiento mucho más definido y sigue claramente una distribución *Weibull* ya que la distribución de la BER va cambiando entre una distribución tipo *Rayleigh* y una distribución *Exponencial*, lo que permite que la distribución *Weibull* se idónea para estimar la distribución que sigue la BER instantánea. Este comportamiento viene dado por el hecho que se observa de que el factor de forma, k^i , es indirectamente proporcional a la SNR. Esto quiere decir que a medida que la SNR aumenta, el factor de forma va disminuyendo, y esto es precisamente lo que sucede, para SNR pequeñas se tienen factores de forma entorno a 2 (lo que indica comportamientos tipo *Rayleigh*), mientras que para SNR grandes el factor de forma tiende a 1 (comportamientos tipo *Exponencial*).

En cuanto a la SNR instantánea sobre canales AWGN sigue una distribución *Normal*, aunque el ruido AWGN hace que a esta distribución se le sume otra que sigue una distribución *Gumbel*. Este hecho se observa sobre todo para SNR bajas. Sobre canales HiperLAN2B, la distribución

ⁱ Recordar que el factor de forma k , no tiene nada que ver con la k que se ha usado en los primeros capítulos para referirse a una determinada portadora.

que sigue la SNR instantánea es una *Gumbel*, dado que hace que la SNR se comporte de manera que aparecen sobre ella valores extremos y esto es lo que caracteriza a una distribución *Gumbel*.

También es importante destacar el comportamiento que sigue el parámetro β de la distribución *Gumbel*, dado por la expresión 7.11. Y es este parámetro el que provoca que la SNR instantánea se comporte de la manera que lo hace en las figuras.

8.2 Trabajos futuros

El título de este PFC habla sobre el “*Estudio de prestaciones de la transmisión OFDM para su utilización en entrenamiento supervisado*”. Con lo que el principal trabajo futuro a llevar a cabo será el de entrenar a una máquina a partir de los resultados obtenidos, para que esta sea capaz de identificar, a partir de las variables que el canal introduce, la modulación, SNR, número de portadoras por grupo, que son necesarias para cumplir con un conjunto de especificaciones que se pueden pedir, en cuando a BER instantánea o BER media, entre otras.

Un estudio más en detalle de las distribuciones que sigue la BER instantánea para simulaciones más largas, de tal forma que permitirá obtener valores de BER instantánea de 10^{-6} .

Realizar las simulaciones con nuevos canales no usados en este PFC, como por ejemplo el modelo UMTS.

Capítulo 9

PRESUPUESTO

En este capítulo se presentan justificados los costes globales de la realización de este proyecto. Tales costes, imputables a gastos de personal y de material, se pueden deducir de los siguientes datos:

FASE 1	Obtención de información	160 horas
FASE 2	Desarrollo y validación del software	240 horas
FASE 3	Simulación y análisis de los resultados	600 horas
FASE 4	Redacción de la memoria del proyecto	240 horas

En la tabla se muestran las fases del proyecto y el tiempo aproximado para cada una de ellas. Así pues, se desprende que el tiempo total dedicado ha sido de 1.240 horas, de las cuales, aproximadamente un 10% han sido compartidas con el tutor del proyecto directa o indirectamente. Por lo tanto, el total asciende a 1.364 horas. Teniendo en cuenta que la tabla de honorarios del Colegio Oficial de Ingenieros Técnicos de Telecomunicación establece unas tarifas de 60 €/hora, el coste de personal se sitúa en 74.400 €.

A continuación se recogen los costes de material desglosado en equipo informático, local de trabajo, documentación y gasto varios (llamadas telefónicas, desplazamientos...)

Ordenador de gama alta	2000€
Local	1500€
Documentación	300€
Gastos diversos	200€

Los costes de material ascienden a 4000 €.

CONCEPTO	IMPORTE (€)
Costes personal	74.400
Coste material	4.000
Base imponible	78.400
I.V.A. (18%)	14.112

Con todo esto el coste total de este proyecto asciende a la cantidad de 92.512 euros.

El ingeniero proyectista,

Fdo. David Zurdo Martín

Capítulo 10

REFERENCIAS

- [1] C. V. Vargas, W. E. López, C. F. da Rocha, *“Sistemas de Comunicación Inalámbrica MIMO - OFDM”*
- [2] <http://www.ea1uro.com/eb1dgh/Digitales/Modulaci%F3n/Modulacion.html>
- [3] J. M. Vergara González, *“Simulación de un Esquema de Modulación/Demodulación OFDM Utilizando un Modelo de Canal Multitrayectoria”*. Tesis 2008
- [4] Leonard J. Cimini, *“Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing”*. IEEE transactions on communications, vol. com-33, no. 7, july-1985.
- [5] V.P. Gil, *“Estudio e implementación de técnicas para mejorar las características de potencia en señales OFDM”*. Noviembre 2001.
- [6] H.Yin y S. Alamouti, *“OFDMA: A Broadband Wireless Access Technology”*. Intel Cooperation 2200 Mission College Blvd, Santa Clara, CA 95054
- [7] A. L. Intini, *“Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Networks. Standard IEEE 802.11a”*
- [8] IEEE Std. 802.11a-1999, *“Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band”*.

- [9] IEEE Std. 802.16, *“Part 4: Protocol Implementation Conformance Statement (PICS) Proforma for Frequencies below 11 GHz”*.
- [10] IEEE Std. 802.16e-2005, *“Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems”*.
- [11] <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11677/fichero/Volumen+1%252F3.-WiMAX.pdf>
- [12] <http://www.amitbhawani.com/blog/wimax-services-in-india-tariff-plans-features>
- [13] B. Sklar, *“Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II: Mitigation”*.
- [14] J. Medbo, P. Schramm, Ericsson Radio Systems AB *“Channel Models for HIPERLAN/2 in Different Indoor Scenarios”*.
- [15] Recommendation ITU-R M.1225, *“Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000”*.
- [16] Intel® Technology Journal, *“Scalable OFDMA Physical Layer in IEEE 802.16 WirelessMAN”*. Volume 08, Issue 03, Published: August 20-2004, ISSN 1535-864X.
- [17] IEEE Std. 802.11a-2007, *“Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications”*.
- [18] A. Artés y F. Pérez, *“Comunicaciones digitales”*.
- [19] J. G. Proakis, *“Digital Communications, 4th edition”*.
- [20] <http://www.wikipedia.com>
- [21] <http://www.itl.nist.gov/div898/handbook/eda/section3/eda366.htm>